

**UNIVERSIDAD AUTONOMA DE MADRID**

**ESCUELA POLITECNICA SUPERIOR**



**Grado en Ingeniería en Tecnologías y Servicios de  
Telecomunicación**

## **TRABAJO FIN DE GRADO**

**Estudio paramétrico para el diseño de bocina de choke en  
banda Ka para alimentación de un reflector**

**Jacinto Anaya Aranda**

**Tutor: Miguel A. Salas Natera**

**Ponente: José Luis Masa Campos**

**Junio 2016**



**Estudio paramétrico para el diseño de bocina de choke en  
banda Ka para alimentación de un reflector**

**AUTOR: Jacinto Anaya Aranda**

**TUTOR: Miguel A. Salas Natera**

**Escuela Politécnica Superior  
Universidad Autónoma de Madrid  
Junio de 2016**



## Resumen (castellano)

Este Trabajo Fin de Grado trata el diseño y la optimización paramétrica de bocinas con corrugaciones. La bocina formará, junto con el Splashplate elíptico en conjunto, el alimentador del reflector parabólico del conocido como “displaced axis dual reflector”. En nuestro caso particular nos enfocaremos en el diseño de un sistema en banda Ka con un reflector principal de 1.3m de diámetro.

Primero diseñamos e implementamos las bocinas con corrugaciones axiales, llamadas a partir de ahora bocinas con chokes, viendo el efecto sobre la bocina y analizando cómo el número de chokes afecta al funcionamiento de esta. Posteriormente, se realizará una optimización paramétrica de la bocina para conseguir los objetivos propuestos. Esta optimización se realizará para bocinas con uno y dos chokes de perfil rectangular.

El siguiente paso, una vez optimizadas ambas bocinas, es colocar el sub-reflector de tipo Splashplate para analizar el impacto que produce en la adaptación del alimentador y en el diagrama de radiación del conjunto, también se realizará un barrido paramétrico en el que se varía la distancia entre la apertura de la bocina y el Splashplate, y el diámetro de este último.

Por último, para completar el diseño del sistema de antena, se realiza un diseño optimizado para el reflector parabólico de 1.3m y para el Splashplate. Este diseño consiste en la conformación del reflector principal y la aplicación de aberraciones elípticas en el Splashplate. De esta forma se obtiene un diagrama de radiación del sistema muy eficiente que cumple con las máscaras de requisitos, implementando el diagrama de radiación del alimentador diseñado.

## Abstract (English)

This Bachelor Thesis treats about the design and parametric optimization of horn antennas with corrugations. The horn will form with an elliptical Splashplate sub-reflector the feeder of a parabolic reflector system. These antenna systems are known as “displaced axis dual reflector” and in our particular case we will focus on the design of a Ka-band feeder for these types of reflectors.

Firstly, we design and implement the horns with axial corrugations, called from now chokes, seeing their effect over the horns and analyzing how the number of chokes affects the performance of the horns. Later, we will do a parametric optimization to achieve the objectives. This optimization will be doing for horns with one and two rectangular chokes.

The next step, once optimized both horns, is to place the Splashplate sub-reflector to analyze the impact it has on the adaptation of the feeder and on the radiation pattern of the whole, also we will do a parametric sweep of this sub-reflector.

Finally, to complete the design of the antenna system, we design a parabolic reflector of 1.3m in diameter and the Splashplate sub-reflector. This design involves the formation of the main reflector and the application of elliptical aberrations in the Splashplate. Thus a radiation pattern of very efficient system that keep requirements masks, and the radiation pattern is obtained feeder designed.



## **Palabras clave (castellano)**

Guía de onda circular, bocina de chokes, Splashplate, reflector, antena, alimentador, sub-reflector, optimización, barrido paramétrico

## **Keywords (inglés)**

Circular Waveguide, chokes horn, Splashplate, reflector, antenna, feeder, sub-reflector, optimization, parametric sweep





## ***Agradecimientos***

En primer lugar quería dar las gracias a mi familia, a mis padres Jacinto y Paqui, a mi hermana Almu y demás parientes que me han dado su apoyo desde el primer día que empecé la carrera.

Gracias a mi tutor, Miguel A. Salas, por haberme dado la oportunidad de realizar este trabajo con él. Gracias por la paciencia y dedicación de enseñarme y ayudarme en el día a día.

Gracias a todos mis amigos tanto de Andalucía como de otros lugares, por todos esos buenos recuerdos y momentos que han hecho que estos años se pasasen volando.

De verdad, muchas gracias.



## INDICE DE CONTENIDOS

1	Introducción.....	1
1.1	Motivación.....	1
1.2	Objetivos.....	1
1.3	Organización de la memoria.....	2
2	Estado del arte .....	3
2.1	Sistemas de antena bajo estudio .....	3
2.1.1	Guía de onda circular.....	3
2.1.1.1	Modos TE .....	4
2.1.1.2	Modos TM .....	5
2.1.2	Bocinas con chokes .....	5
2.1.3	Tipos de sub-reflectores.....	6
2.1.3.1	Alimentador Small Backfire .....	6
2.1.3.2	Alimentador tipo Cup .....	7
2.1.3.3	Alimentador tipo Hat .....	7
2.1.3.4	Alimentador tipo Splashplate .....	7
2.1.4	Sistemas de reflectores .....	8
2.1.4.1	Displaced axis dual reflector .....	10
2.2	Técnicas de diseño.....	11
2.2.1	Alimentador .....	11
2.2.1.1	Mode Matching .....	11
2.2.1.2	Método elementos finitos .....	11
2.2.2	Reflector .....	11
2.2.2.1	Trazado de rayos.....	11
3	Diseño.....	13
3.1	Cálculos teóricos comunes para ambas bocinas .....	13
3.1.1	Calculo frecuencias modos en guía de onda circular. ....	13
3.1.2	Longitud de onda de la guía circular. ....	13
3.1.3	Impedancia de entrada. ....	14
3.2	Metodología.....	14
3.3	Diseño bocina de un choke.....	15
3.3.1	Implementación .....	15
3.3.2	Optimización bocina un choke .....	18

3.4 Diseño bocina de dos chokes .....	20
3.4.1 Implementación .....	20
3.4.2 Optimización bocina de dos chokes. ....	23
3.5 Diseño alimentador Splashplate plano .....	25
3.5.1 Calculo centro de fase .....	26
3.5.2 Implementación .....	27
3.5.3 Optimización bocinas junto Splashplate .....	30
3.5.3.1 Optimización bocina de un choke junto al Splashplate .....	31
3.5.3.2 Optimización bocina de dos chokes junto al Splashplate .....	33
4 Integración y resultados .....	36
4.1 Resultados Antena con Splashplate elíptico .....	37
5 Conclusiones y trabajo futuro .....	38
5.1 Conclusiones .....	38
5.2 Trabajo futuro .....	38
Glosario .....	40
Anexos .....	- 1 -
Parámetros básicos de antenas .....	- 1 -
Impedancia de entrada .....	- 1 -
Parámetros S .....	- 1 -
Diagrama de radiación .....	- 2 -
Ancho de banda .....	- 3 -
Directividad, ganancia y eficiencia .....	- 4 -

# INDICE DE FIGURAS

FIGURA 2-1: GUÍA DE ONDA CIRCULAR .....	3
FIGURA 2-2: BOCINA DE DOS CHOKES.....	6
FIGURA 2-3: ALIMENTADOR SMALL BACKFIRE.....	6
FIGURA 2-4: ALIMENTADOR CUP .....	7
FIGURA 2-5: ALIMENTADOR HAT .....	7
FIGURA 2-6: BOCINA DE DOS CHOKES.....	8
FIGURA 2-7: SISTEMA REFLECTOR .....	8
FIGURA 2-8: TIPOS DE ANTENAS REFLECTORAS.....	9
FIGURA 2-9: REFLECTOR DUAL CON EJE DESPLAZADO [6] .....	10
FIGURA 2-10: TRAZADO DE RAYOS .....	12
FIGURA 3-1: PARAMETROS BOCINA UN CHOKE.....	15
FIGURA 3-2: ADAPTACIÓN BOCINA UN CHOKE MALLADO DE 10 CELDAS POR LONGITUD DE ONDA.....	16
FIGURA 3-3: ADAPTACIÓN BOCINA UN CHOKE MALLADO DE 25 CELDAS POR LONGITUD DE ONDA.....	16
FIGURA 3-4: COMPONENTE COPOLAR Y CONTRAPOLAR EN RECEPCIÓN UN CHOKE .....	17
FIGURA 3-5: COMPONENTE COPOLAR Y CONTRAPOLAR EN TRANSMISIÓN UN CHOKE.....	18
FIGURA 3-6: VARIACIÓN PARÁMETRO C BOCINA UN CHOKE .....	19
FIGURA 3-7: VARIACIÓN PARÁMETRO H BOCINA UN CHOKE .....	19
FIGURA 3-8: VARIACIÓN PARÁMETRO W BOCINA UN CHOKE .....	19
FIGURA 3-9: VARIACIÓN PARÁMETRO G BOCINA UN CHOKE .....	20
FIGURA 3-10: OPTIMIZACIÓN BOCINA UN CHOKE .....	20
FIGURA 3-11: PARÁMETROS BOCINA DOS CHOKES.....	21
FIGURA 3-12: ADAPTACIÓN BOCINA DOS CHOKES MALLADO DE 10 CELDAS POR LONGITUD DE ONDA.....	21
FIGURA 3-13: ADAPTACIÓN BOCINA DOS CHOKES MALLADO DE 25 CELDAS POR LONGITUD DE ONDA.....	22
FIGURA 3-14: COMPONENTE COPOLAR Y CONTRAPOLAR EN RECEPCIÓN DOS CHOKE .....	22
FIGURA 3-15: COMPONENTE COPOLAR Y CONTRAPOLAR EN TRANSMISIÓN DOS CHOKES.....	23
FIGURA 3-16: VARIACIÓN PARÁMETRO C BOCINA DOS CHOKE .....	24
FIGURA 3-17: VARIACIÓN PARÁMETRO W BOCINA DOS CHOKE .....	24
FIGURA 3-18: VARIACIÓN PARÁMETRO H BOCINA DOS CHOKE .....	25
FIGURA 3-19: VARIACIÓN PARÁMETRO G BOCINA DOS CHOKE .....	25
FIGURA 3-20: OPTIMIZACIÓN BOCINA DOS CHOKES .....	25
FIGURA 3-21: COMBINACIÓN RESULTADOS .....	26
FIGURA 3-22: CENTRO DE FASE .....	26
FIGURA 3-23: PARÁMETROS SPLASHPLATE.....	27
FIGURA 3-24: IMPLEMENTACIÓN SPLASHPLATE.....	28
FIGURA 3-25: SIMULACIÓN CON SIMETRÍAS .....	28
FIGURA 3-26: DIAGRAMAS DE RADIACIÓN BOCINA UN CHOKE CON SPLASHPLATE.....	29
FIGURA 3-27: DIAGRAMAS DE RADIACIÓN BOCINA DOS CHOKES CON SPLASHPLATE .....	30

FIGURA 3-28: ADAPTACIÓN ENTRADA BOCINA UN CHOKE MÁS SPLASHPLATE .....	31
FIGURA 3-29: VARIACIÓN PARÁMETRO LSP UN CHOKE .....	31
FIGURA 3-30: VARIACIÓN PARÁMETRO BSP UN CHOKE .....	32
FIGURA 3-31: VARIACIÓN PARÁMETRO R1 UN CHOKE .....	32
FIGURA 3-32: VARIACIÓN PARÁMETRO R2 UN CHOKE .....	32
FIGURA 3-33: ADAPTACIÓN OPTIMIZADA BOCINA UN CHOKE .....	33
FIGURA 3-34: ADAPTACIÓN ENTRADA BOCINA UN CHOKE MÁS SPLASHPLATE .....	33
FIGURA 3-35: VARIACIÓN PARÁMETRO LSP DOS CHOKES .....	34
FIGURA 3-36: VARIACIÓN PARÁMETRO BSP DOS CHOKES .....	34
FIGURA 3-37: VARIACIÓN PARÁMETRO R1 DOS CHOKES .....	34
FIGURA 3-38: VARIACIÓN PARÁMETRO R2 DOS CHOKES .....	34
FIGURA 3-39: ADAPTACIÓN OPTIMIZADA BOCINA DOS CHOKES .....	35
FIGURA 4-1: GEOMETRÍA DEL SISTEMA DISPLACED AXIS DUAL REFLECTOR.....	36
FIGURA 4-2: DIAGRAMA DE RADIACIÓN DISPLACED AXIS DUAL REFLECTOR Y DETALLE DE -10 A +10 GRADOS EN TETA .....	37
FIGURA 0-1: REPRESENTACIÓN ANTENA.....	- 1 -
FIGURA 0-2: EQUIVALENTE DE THEVENIN.....	- 1 -
FIGURA 0-3: CUADRIPOLO .....	- 2 -
FIGURA 0-4: DIAGRAMA DE RADIACIÓN PARA $\theta=90^\circ$ .....	- 3 -
FIGURA 0-5: REPRESENTACIÓN ANCHO DE BANDA .....	- 3 -

# INDICE DE TABLAS

TABLA 2-1: ÍNDICE DE MODOS TE .....	4
TABLA 2-2: ÍNDICE DE MODOS TM .....	5
TABLA 3-1: REQUISITOS BOCINAS CON CHOKES .....	14
TABLA 3-2: DIMENSIONES BOCINA CON UN CHOKE .....	15
TABLA 3-3: DIMENSIONES BOCINA CON UN CHOKE .....	16
TABLA 3-4: PARÁMETROS OBTENIDOS DIAGRAMA DE RADIACIÓN EN RECEPCIÓN UN CHOKE .....	17
TABLA 3-5: RESULTADOS DIAGRAMA DE RADIACIÓN EN TRANSMISIÓN UN CHOKE.....	17
TABLA 3-6: FACTOR ESCALA EN LA OPTIMIZACIÓN DE BOCINA UN CHOKE .....	20
TABLA 3-7: DIMENSIONES BOCINA CON DOS CHOKES.....	21
TABLA 3-8: PARÁMETROS OBTENIDOS DIAGRAMA DE RADIACIÓN EN RECEPCIÓN DOS CHOKES .....	22
TABLA 3-9: RESULTADOS DIAGRAMA DE RADIACIÓN EN TRANSMISIÓN DOS CHOKES.....	23
TABLA 3-10: FACTOR ESCALA EN LA OPTIMIZACIÓN DE BOCINA DOS CHOKES .....	25
TABLA 3-11: DIMENSIONES INICIALES SUB-REFLECTOR SPLASHPLATE .....	27
TABLA 3-12: PUNTOS QUE CONFORMAN EL SUB-REFLECTOR SPLASHPLATE .....	27
TABLA 3-13: FACTOR ESCALA EN LA OPTIMIZACIÓN DE BOCINA UN CHOKE MÁS SPLASHPLATE.....	33
TABLA 3-14: FACTOR ESCALA EN LA OPTIMIZACIÓN DE BOCINA DOS CHOKES MÁS SPLASHPLATE.....	35
TABLA 4-1: RESULTADOS SISTEMA REFLECTOR .....	37





# 1 Introducción

---

## 1.1 Motivación

Actualmente, el motivo por el que se impulsa e innova el diseño de nuevas antenas es el desarrollo de nuevos sistemas de radiocomunicación o sistemas radar con nuevos requisitos en la transmisión de datos, en el uso de bandas de frecuencia más altas o que sean lo más compactos posibles. Todo esto primando la alta eficiencia y las altas prestaciones con el mínimo coste posible y mínimo tamaño.

Por lo anterior, se propone un análisis paramétrico para el diseño de bocina de choke en banda Ka para la alimentación de un reflector de 1.3m de diámetro para cumplir las especificaciones propuestas en este trabajo

En particular, se propone un análisis paramétrico para el diseño de una bocina con chokes axiales. El uso de estos se debe a que gracias a los chokes se conseguimos capturar energía de los lóbulos secundarios, lo que produce un aumento en la ganancia, disminución de los lóbulos secundarios y mejora la respuesta en fase para los campos en E y H [1]. Además, al añadirle un sub-reflector tipo Splashplate para la iluminación del reflector principal provoca la disminución de las pérdidas debido a la eficiencia por bloqueo sumado a un bajo coste de fabricación.

Se quiere analizar este tipo de alimentadores para el sistema de reflector en cuestión, para su desarrollo y que sea capaz de cumplir los requisitos que actualmente priman en el sector de las comunicaciones por satélite.

## 1.2 Objetivos

En este TFG se aborda el proceso de diseño y optimización de una bocina de choke para banda Ka (20GHz-31GHz) usando distintas configuraciones para la bocina todo ello para entender el funcionamiento de estos alimentadores y ser capaces de seleccionar la configuración más adecuada para que la bocina cumpla las especificaciones o poder hacer estimaciones preliminares sobre el diseño de esta.

Se implementarán dos bocinas, con un choke y con dos chokes, alimentadas a través de una guía de onda circular. A continuación, se hará un barrido paramétrico de ambas para conseguir la mejor adaptación a la entrada y que cumplan los requisitos propuestos en este trabajo. Todo esto usando el programa CST Studio que hay disponible en la EPS

También se colocará un sub-reflector tipo Splashplate para valorar el impacto que produce en la manera de radiar de las bocinas al que se le realizará también un barrido paramétrico.

En resumen, el objetivo principal es la comprensión de este tipo de alimentadores cuando forman parte de un sistema de reflector tipo “displaced axis dual reflector”, para ello se va a analizar el impacto de cada componente al funcionamiento del dispositivo completo.

### **1.3 Organización de la memoria**

La memoria consta de los siguientes capítulos:

- Estado del arte, se analizarán una serie de conceptos relacionados con el sistema que estamos analizando, el funcionamiento de la guía circular, análisis de las bocinas de chokes, descripción de algunos tipos de sub-reflectores según la geometría que presentan y algunos sistemas de reflectores centrándonos en el caso del que vamos a implementar. Por último, describiremos algunas técnicas analíticas que se usan para ver el comportamiento de estos sistemas,
- Diseño y optimización de los sistemas, en el cual se va a proceder a la construcción, optimización y análisis tanto de las bocinas y del sub-reflector tipo Splashplate. Revisando que los valores obtenidos en algunos parámetros coinciden con los calculados previamente de forma teórica,
- Análisis de resultados, en esta parte se montará el sistema de reflector completo con las partes diseñadas y optimizadas del apartado anterior para poder hacer un análisis más completo y poder ver los resultados finales con lo que podremos determinar si es un sistema óptimo el que se ha tratado,
- Conclusiones y trabajo futuro, en donde se extraerán las ideas más importantes que se han ido sacando durante la realización del trabajo y se discutirá una serie de posibles desarrollos posteriores.

## 2 Estado del arte

---

Una antena, según IEEE (Institute of Electrical and Electronics Engineers), es un dispositivo, generalmente metálico, que adapta ondas electromagnéticas de un medio físico al medio libre o viceversa. Es capaz de radiar o recibir dichas ondas adaptándolas al medio del transmisor o del receptor [2].

Así un sistema de antena puede funcionar de diferentes maneras atendiendo a:

- Su forma de radiar o recibir ondas electromagnéticas en una determinada dirección.
- Su banda de frecuencia de trabajo.
- El carácter directivo de la antena y su eficiencia.

En esta parte del trabajo se va a exponer los diferentes elementos que forman un sistema de antena de una forma más teórica, haciendo especial énfasis en los elementos que forman nuestro sistema bajo estudio.

### 2.1 Sistemas de antena bajo estudio

El sistema de reflector que este trabajo trata está formado por:

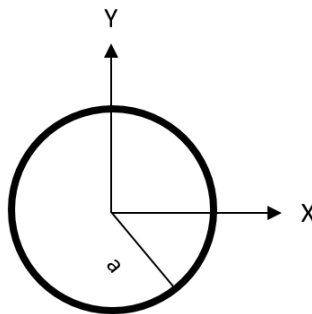
- Una guía de onda circular, conecta el sistema a la red de alimentación,
- Bocina con chokes, el alimentador del sistema,
- Sub-reflector, refleja la radiación emitida por la bocina para iluminar el reflector principal,
- Reflector principal con forma parabólica.

Se va a proceder a detallar cada parte explicando su funcionamiento.

#### 2.1.1 Guía de onda circular

Las guías de onda circulares son las más utilizadas hoy en día para equipos de radar o equipos de microondas, debido a su fácil construcción y a que las pérdidas que pueden introducir son mínimas.

El aspecto de estas guías es la mostrada en la Figura 2-1 y están caracterizadas por su radio  $a$



**Figura 2-1: Guía de onda circular**

En este tipo de guías se propagan infinitos modos TE e infinitos modos TM pero no los modos del tipo TEM.

Para cada tipo de guía tenemos una frecuencia de corte más baja, en el caso de la guía de onda circular siempre será la del modo  $TE_{11}$ , este será el modo fundamental de la guía o

modo dominante. El primer modo superior será el  $TM_{01}$  [3]. Para determinar estas frecuencias se usan las ecuaciones (5) para los modos TE y (11) para los modos TM explicadas más adelante.

### 2.1.1.1 Modos TE

Estos modos tienen el campo eléctrico perpendicular a la dirección de propagación. El campo magnético es nulo. Estos modos cumplen que  $E_z = 0$  y  $H_z \neq 0$  con lo que las ecuaciones de campo serían [4]:

$$H_x = \frac{-\gamma}{k_c^2} \frac{\partial H_z}{\partial x} \quad (1)$$

$$H_y = \frac{-\gamma}{k_c^2} \frac{\partial H_z}{\partial y} \quad (2)$$

$$E_x = \frac{-j\omega\mu}{k_c^2} \frac{\partial H_z}{\partial y} \quad (3)$$

$$E_y = \frac{-j\omega\mu}{k_c^2} \frac{\partial H_z}{\partial x} \quad (4)$$

donde tenemos que  $\gamma$  es la constante de propagación,  $\omega$  es la pulsación,  $\mu$  es la constante magnética.

Las frecuencias de corte de estos modos dependen de los ceros de las funciones de Bessel que derivan de los modos TE. Para calcular la frecuencia corte de estos modos se tiene que:

$$Fc = Pmn * \frac{c0}{2 * \pi * a} \quad (5)$$

$c0$  es la velocidad de la luz ( $3 * 10^8$ ),  $Pmn$  son los ceros de la función Bessel de la Tabla 2.1 extraída de [5] y  $a$  es el radio de la guía circular

**Tabla 2-1: Índice de modos TE**

$Pmn$		$n$			
		1	2	3	4
m	0	3.832	7.016	10.174	13.324
	1	1.841	5.331	8.536	11.706
	2	3.054	6.706	9.970	13.170
	3	4.201	8.015	11.346	14.586

Por ultimo para calcular la impedancia de los modos tenemos la siguiente ecuación:

$$Z_{TE} = \frac{\eta_0}{\sqrt{1 - \left(\frac{Fc}{F}\right)^2}} \quad (6)$$

$\eta_0$  es la impedancia característica del medio que al considerar que estamos en el vacío es igual a  $120\pi$ ,  $Fc$  es la frecuencia de corte del modo,  $F$  es la frecuencia central de nuestra banda de trabajo.

### 2.1.1.2 Modos TM

Estos modos tienen el campo magnético perpendicular a la dirección de propagación. El campo eléctrico es nulo. Estos modos cumplen que  $H_z = 0$  y  $E_z \neq 0$  con lo que las ecuaciones de campo serían [4]:

$$E_x = \frac{-\gamma}{k_c^2} \frac{\partial E_z}{\partial x} \quad (7)$$

$$E_y = \frac{-\gamma}{k_c^2} \frac{\partial E_z}{\partial y} \quad (8)$$

$$H_x = \frac{-j\omega\mu}{k_c^2} \frac{\partial E_z}{\partial y} \quad (9)$$

$$H_y = \frac{-j\omega\mu}{k_c^2} \frac{\partial E_z}{\partial x} \quad (10)$$

Para calcular la frecuencia corte de estos modos se tiene que:

$$F_c = P'mn * \frac{c_0}{2 * \pi * r} \quad (11)$$

Donde  $P'mn$  son los ceros de Bessel para los modos TM, [5], puestos en la Tabla 2-2

**Tabla 2-2: Índice de modos TM**

$P'mn$		n			
		1	2	3	4
m	0	2.405	5.520	8.654	11.792
	1	3.832	7.016	10.173	13.324
	2	5.136	8.417	11.620	14.796
	3	6.380	9.761	13.015	16.223

La impedancia de los modos TM se calcula de la siguiente manera:

$$Z_{TM} = \eta \sqrt{1 - \left(\frac{f_c}{f}\right)^2} \quad (12)$$

### 2.1.2 Bocinas con chokes

Las bocinas son un tipo de antenas de apertura las cuales están formadas por la guía de onda que las alimenta y el embocinado en el extremo para su adaptación. Tienen gran ancho de banda y se suelen utilizar para aplicaciones que utilizan bandas de frecuencias altas [2].

Hay muchos tipos de bocinas según la geometría del embocinado (rectangulares, circulares, con corrugaciones) [2], en este trabajo se han utilizado bocinas circulares con chokes axiales como se ve en la Figura 2-2, que se usara para alimentar al sub-reflector.

Las bocinas corrugadas previenen de los siguientes problemas [6]:

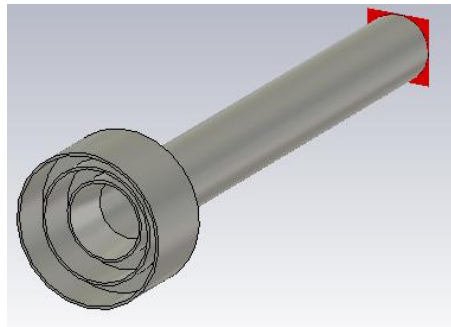
- Astigmatismo (centro de fase desigual en los planos ortogonales),
- Lóbulos laterales en el plano E mayores que en el plano H,
- Difracción del plano E con las paredes produce lóbulos traseros.

Estas bocinas consiguen un gran ancho de banda debido a los chokes y el abocinado en la apertura. El ángulo que tiene esta apertura se denomina ‘flare angle’ y suele estar entre 15° y 25° [7].

Los chokes suelen tener una profundidad de  $\lambda/4$  [1]. La función de estas corrugaciones es la de capturar más energía de los lóbulos secundarios lo que conlleva a un aumento de la ganancia y reducción de la llamada ‘back radiation’, la relación entre la radiación que se radia hacia la dirección que se desea y la radiación en la dirección opuesta.

La geometría de los chokes puede ser rectangular, trapezoidal o sinusoidal lo que se traduce en parámetros que podemos utilizar para la optimización de la bocina.

Este tipo de bocinas se suelen utilizar en sistemas de reflectores con un gran reflector, ya que al añadir corrugaciones conlleva un aumento de las pérdidas por bloque debido al aumento del tamaño de estas [1].



**Figura 2-2: Bocina de dos chokes**

### **2.1.3 Tipos de sub-reflectores**

En un sistema de reflectores duales, la bocina apuntara al sub-reflector y este se encargara de iluminar al reflector principal. Se comportara como el alimentador del paraboloide que es el reflector principal. Hay muchos tipos de sub-reflectores de acuerdo a la geometría que se ha usado para su diseño y también según la posición en la que estén colocados respecto al reflector principal. Se caracterizan porque tienen un ancho de haz grande para poder iluminar el reflector lo que produce que su directividad disminuya.

#### **2.1.3.1 Alimentador Small Backfire**

Este tipo de sub-reflector es útil para antenas con un reflector pequeño donde están radiando hacia la parte trasera del alimentador y puede ser montado en el vértice del reflector. Como no necesitan ninguna estructura para su soporte no introducen pérdidas debido al bloqueo.

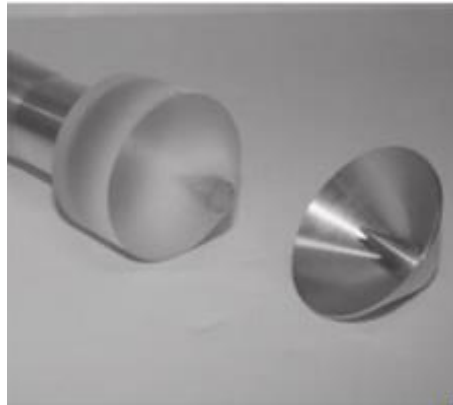


**Figura 2-3: Alimentador Small Backfire**

En la Figura 2-3 se puede observar un diseño de este tipo formado por un dipolo y una cavidad cilíndrica conocido como alimentador Calvin extraído de [1].

#### **2.1.3.2 Alimentador tipo Cup**

Este sub-reflector es un pequeño cono de material conductor alimentado por una guía de onda circular, como se puede ver en la Figura 2-4. Para conectar ambas estructuras se usa un material dieléctrico con  $\epsilon_r = 2.5$  para así mejorar el nivel de los lóbulos laterales.

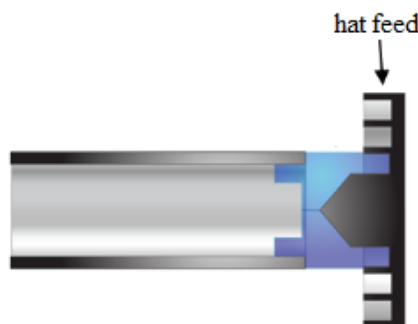


**Figura 2-4: Alimentador Cup**

Se coloca en frente del reflector en el centro de la parábola lo que hace que debido al reducido tamaño que suelen tener estos sub-reflectores las pérdidas por bloque sean reducidas [1].

#### **2.1.3.3 Alimentador tipo Hat**

Los alimentadores tipo Hat funcionan muy bien cuando el reflector es una parábola con una gran profundidad, además, proporcionan un bajo nivel de lóbulos secundarios. Se suelen colocar en la parte posterior de la guía de onda. Se usan con reflectores profundos y conformados para así disminuir la conicidad del borde, reducir la “back radiation” y compensar el error de fase que pueda introducir la guía de onda [8].



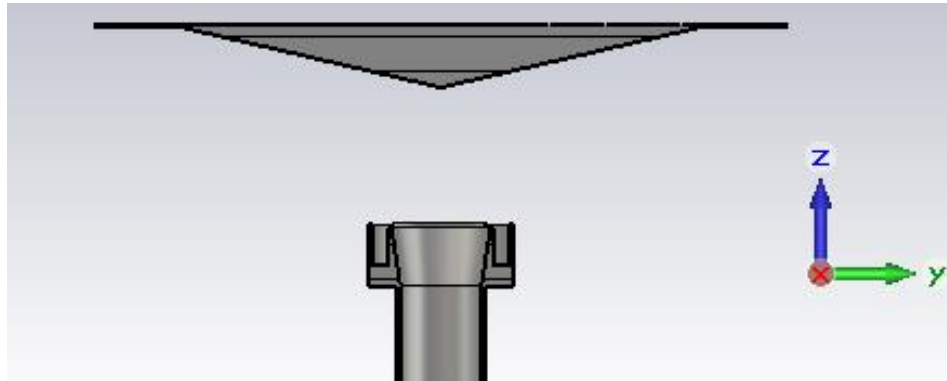
**Figura 2-5: Alimentador Hat**

En la Figura 2-5 se puede observar un sub-reflector de este tipo donde se le ha incorporado una serie de corrugaciones. Este diseño sacado de [9] se prima que haya una alta ganancia y un bajo nivel de polarización cruzada sobre un ancho de banda más amplio.

#### **2.1.3.4 Alimentador tipo Splashplate**

Suelen estar situados de a  $1\lambda$  hasta  $3\lambda$  de distancia del centro de fase de la apertura. Aunque no sea el diseño que más eficiencia logra, respecto a los otros diseños descritos

anteriormente, el alimentador tipo Splashplate tiene una fácil instalación, presenta unas pérdidas por bloqueo bajas y son baratos de producir [10] .



**Figura 2-6: Bocina de dos chokes**

Dentro de este tipo de alimentadores tenemos dos subtipos según el reflector tenga forma plana (Figura2-6) o forma elíptica. En este trabajo se ha diseñado el Splashplate plano y se han analizado el funcionamiento de tanto el sub-reflector plano como el elíptico, por lo que se explicara su funcionamiento más adelante.

#### **2.1.4 Sistemas de reflectores**

Estos sistemas se usan para comunicaciones por satélite debido a que tienen una alta directividad, suelen tener una baja polarización cruzada y sus lóbulos secundarios son bajos. Además pueden trabajar en distintas bandas de frecuencias simultáneamente. Son antenas que usando un reflector principal a modo de espejo concentran la radiación de un pequeño alimentador para conseguir una alta directividad [6].



**Figura 2-7: Sistema Reflector**

Se van a describir brevemente algunas características de los distintos tipos de sistemas de reflectores que existen, aunque luego se va a hacer hincapié en el sistema que va a utilizar el alimentador que se ha desarrollado en este trabajo.

La Figura 2-8 muestra los tipos de sistemas de reflectores típicos que existen actualmente:

- **Reflector parabólico centrado (a):**  
El alimentador se coloca enfrente del reflector. Se necesitan líneas de transmisión largas para llegar al sistema de alimentación y, además, si se coloca muy cerca puede provocar pérdidas por bloqueo [2],



- **Reflector parabólico descentrado (sistema offset) (b):**

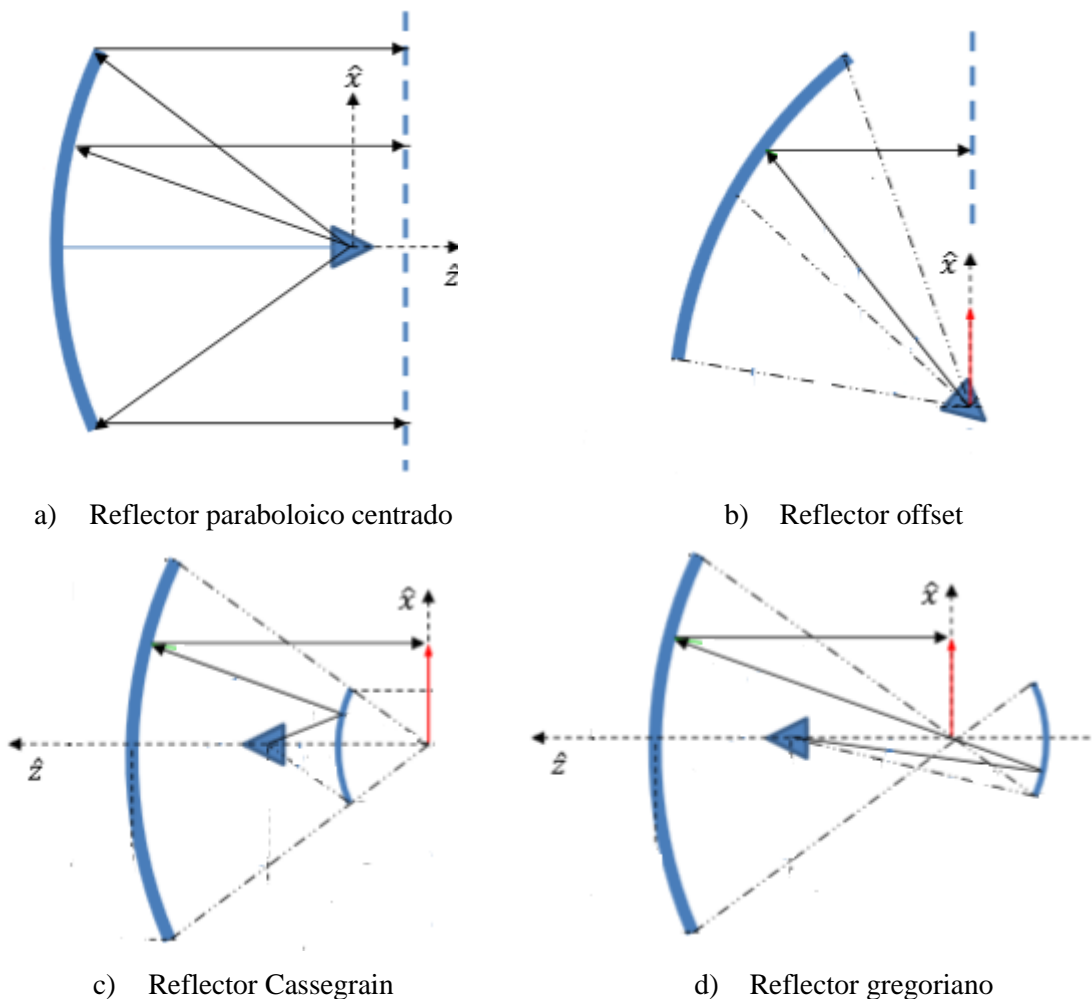
Con este tipo de sistema se eliminan las pérdidas por el bloqueo del alimentador y desaparece la difracción causada por los lóbulos laterales y la polarización cruzada ya que el alimentador ya no está colocado enfrente sino que está puesto a un cierto ángulo del centro de la parábola [2],

- **Reflector Doble Cassegrain (c):**

Este tipo de reflectores está compuesto por uno principal que es el que radia de una manera más directiva y otro más pequeño, sub-reflector, el cual es el que se encarga de iluminar al principal. El alimentador de estos sistemas lo forma también el sub-reflector el cual tiene una forma parabólica y no debe tener un diámetro grande pues podría producir unas pérdidas por bloqueo. Para este tipo de reflectores se requieren alimentadores lo más directivos posibles [2],

- **Reflector Doble Gregoriano (d):**

Al igual que el reflector doble Cassegrain, el Gregoriano está compuesto por dos reflectores, el reflector principal y un sub-reflector pero en este caso tiene forma elíptica. Este diseño requiere que el sub-reflector sea de un mayor tamaño ya que está situado a una distancia más lejana, en foco del paraboloide del reflector principal [2].

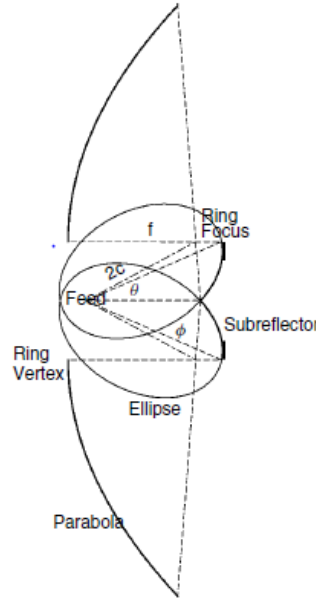


**Figura 2-8: Tipos de antenas reflectoras**

En este trabajo, el sistema de reflector que nuestra bocina va a alimentar se denomina “displaced axis dual reflector”

#### 2.1.4.1 Displaced axis dual reflector

Este tipo de sistemas de reflector mostrado en la Figura 2-9 [6] estan formados por un reflector principal parabolico con un foco circular que transforma el vertice en un anillo. Este reflector logra una alta eficiencia ya que usa un sub-reflector que dirige la radiacion del alimentador al borde del reflector principal.



**Figura 2-9: Reflector dual con eje desplazado [6]**

Para el diseño de este sistema se parte de la proyeccion en 2D del reflectro doble tipo Gregoriano, para construir el nuevo sistema se expande la parabola de acuerdo a la sombra que proyecta sobre ella la elipse. El nuevo subreflector sera la mitad de la elipse poniendo un extremo exterior en el eje y revolucionandola.

La distancia desde el eje del reflector al vertice del alimentador es:

$$L_m = \frac{fD}{D - D_s} - \frac{D_s \cos \theta_0 + 1}{4 \sin \theta_0} \quad (13)$$

donde  $f$  es la distancia focal,  $D$  es el diametro de la parabola,  $D_s$  es el diametro del subreflector y  $\theta_0$  es la mitad del angulo sustendido.

El angulo del alimentador hasta el anillo del subreflector sera:

$$\tan \Phi = \frac{2}{\frac{\cos \theta_0 + 1}{\sin \theta_0} - \frac{4f}{D - D_s}} \quad (14)$$

La mitad del angulo sustendido del reflector :

$$\psi_0 = 2 \tan^{-1} \left( \frac{D - D_s}{4f} \right) \quad (15)$$

La distancia desde el alimentador hasta el subreflector a lo largo del eje:

$$L_m = 2c * \cos \Phi - \frac{D_s}{\tan \psi_0} \quad (16)$$

Donde  $c$  es un parametro de la elipse:

$$c = \frac{D_s}{4 \sin \Phi} \quad (17)$$

Este tipo de reflectores suelen tener una eficiencia de apertura del 90% cuando se usa una relación de  $D_s/D=0.2$ , sin incluir las pérdidas de difracción debido al tamaño del reflector principal y el sub-reflector. Esta eficiencia se puede incrementarse diseñando una antena con un diámetro efectivo de reflector algo mayor que el diámetro real y aumentar el diámetro de la apertura central del reflector a costa de incrementar el efecto Spillover [6].

## **2.2 Técnicas de diseño**

### **2.2.1 Alimentador**

#### **2.2.1.1 Mode Matching**

Es una técnica casi analítica que se usa para analizar sistemas que están compuestos por la unión de varias partes que pueden conformar un sistema. Es decir, se utiliza para analizar las discontinuidades que puede haber en un sistema, dividiéndolo en varias partes, las cuales se pueden analizar fácilmente por separadas.

Esta técnica expresa el campo E y el campo H en la discontinuidad como la suma de infinitos modos de cada región del sistema [11].

#### **2.2.1.2 Método elementos finitos**

Este método se basa en la división de una estructura en elementos conectados entre sí a través de unos puntos llamados nodos. Con esto se consigue un nuevo sistema el cual tiene un finito número de grados de libertad. Estas ecuaciones que definen el comportamiento de la estructura también definirán a los elementos más simples.

Esta técnica da la posibilidad de realizar un nuevo método de cálculo de la estructura más sencillo y fácil.

La usan programas informáticos como CST Studio para realizar los cálculos de sus simulaciones de estructuras complejas [12].

### **2.2.2 Reflector**

#### **2.2.2.1 Trazado de rayos**

Este método permite ver la reflexión, refracción y cualquier tipo de bloqueo que pueda haber para comprobar que nuestra antena radie de una manera satisfactoria. Este método se basa en la ecuación de Render [13]:

$$L_0(x, \omega_0, \lambda, t) = L_e(x, \omega_0, \lambda, t) + \int_{\Omega} f_r(x, \omega_i, \omega_0, \lambda, t) L_i(x, \omega_i, \lambda, t) (\omega_i, n) d(\omega_i) \quad (18)$$

donde:

$x$  posición en el espacio.

$n$  superficie normalizada en la posición  $x$ .

$w_0$  es la dirección de la onda saliente.

$w_i$  dirección negativa de onda entrante.

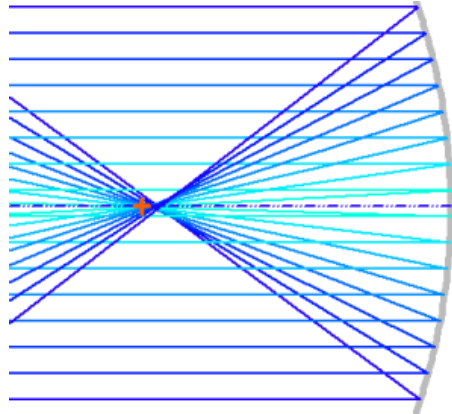
$L_o$  radiación espectral total dirigido sobre la dirección  $w_0$  desde una posición  $x$

$L_e$  radiación espectral emitida

$f_r$  función de distribución de la reflectancia, proporción de onda reflejada de  $w_i$  a  $w_0$  en la posición  $x$ .

$L_i$  radiación espectral entrante en la posición  $x$

$(\omega_i, n)$  factor de debilitación debido al ángulo de incidencia.



**Figura 2-10: Trazado de rayos**

La idea básica de esta técnica es la de seguir las ondas desde el emisor hasta el receptor. Simulando como si fuese el camino que tomaría la luz natural. Una característica de este método es ver cómo afectan determinadas superficies a la reflexión y la refracción de las ondas incidentes.

.

## 3 Diseño

---

En esta parte se va a proceder a realizar la implementación de las bocinas propuestas, para ello se usará el programa CST Microwave Studio disponible en los laboratorios de la EPS.

Previamente, se harán una serie de cálculos teóricos para comprobar que todo se realiza de forma correcta y luego se compararán con los obtenidos en las simulaciones.

### 3.1 Cálculos teóricos comunes para ambas bocinas

Se va a calcular de manera teórica las frecuencias de corte del modo fundamental y de los modos superiores, la longitud de onda de la guía de onda circular y la impedancia que tenemos a la entrada de esta.

#### 3.1.1 Cálculo frecuencias modos en guía de onda circular.

Utilizamos la fórmula (11) y viendo las funciones Bessel de las tablas

**Frecuencia modo fundamental.**

$$F_{te11} = 1.841 * \frac{c_0}{2 * \pi * a} = 18.7 \text{ GHz} \quad (19)$$

‘a’, el radio de la guía de onda es 4.7 mm

**Frecuencias modos superiores.**

$$F_{tm01} = 2.405 * \frac{c_0}{2 * \pi * a} = 24.43 \text{ GHz} \quad (20)$$

$$F_{te21} = 3.054 * \frac{c_0}{2 * \pi * a} = 31.03 \text{ GHz} \quad (21)$$

#### 3.1.2 Longitud de onda de la guía circular.

Nuestras bandas de trabajo son de 20.2 GHz a 21.2GHz en recepción y de 30GHz a 31GHz en transmisión por lo que nuestra banda será de 20.2GHz a 31GHz. Vemos que nuestra frecuencia central es:

$$F_{cent} = \frac{20.2 + 31}{2} = 25.6 \text{ GHz} \quad (22)$$

Con esta obtenemos la longitud de onda:

$$\lambda_0 = \frac{c_0 * 1000}{F_{cent}} = 11.72 \text{ mm} \quad (23)$$

Y por último, calculamos la longitud de onda de la guía circular:

$$\lambda_{guia} = \frac{\lambda_0}{\sqrt{1 - \left(\frac{F_{te11}}{F_{cent}}\right)^2}} = 17.162 \text{ mm} \quad (24)$$

### 3.1.3 Impedancia de entrada.

Como el modo fundamental es de tipo TE tomamos la ecuación (6) donde:

$\eta_0$  es la impedancia intrínseca del medio que como consideramos en el vacío es  $120\pi$ ,  $F_c$  es la frecuencia de corte del modo fundamental, 18.7GHz, y  $F$  es la frecuencia central de nuestra banda, 25.6GHz.

Calculamos el siguiente valor teórico:

$$Z_e = 552 \Omega$$

Este valor de impedancia es igual al valor que se obtiene de la simulación del CST.

## 3.2 Metodología

El objetivo de la optimización es la de conseguir una buena adaptación a la entrada del sistema, para ello se van a observar los parámetros  $S_{1,1}$  en las bandas de trabajo tanto de recepción como de transmisión.

Se va a proceder de la siguiente manera:

- 1-Se varía cada parámetro entre 0.8 y 1.2, obteniendo los parámetros  $S$  de cada uno y con un mallado menor para una simulación más rápida,
- 2-Se ve cómo afecta cada parámetro, que se va variando, a la adaptación,
- 3-Por último, viendo el efecto de cada variación se hace una combinación de estos para obtener la mejor adaptación posible.

**Tabla 3-1: Requisitos bocinas con chokes**

	Banda Recepción	Banda Transmisión
Frecuencias GHz	20.2-21.2	30-31
Criterio de adaptación	$S_{11} \leq -30 \text{ dB @ } 20.2\text{GHz}-21.2\text{GHz y } 30\text{GHz}-31\text{GHz}$	
Material	PEC	
Alimentación	Guía de onda circular	

El material PEC es el que proporciona CST Studio para implementar estructuras usando un conductor perfecto que no presenta pérdidas térmicas, por ejemplo.

La guía de onda circular que se va a usarse tiene las siguientes dimensiones:

- Un diámetro de 9.4mm, para conseguir el que el rizado del modo fundamental sea menor, para disminuir los parámetros  $S$ , debido a que aparece más alejado de la banda de trabajo,
- Una longitud de 76.66mm ya que con esta longitud hacemos que en nuestra guía solo se propague el modo fundamental y los modos superiores se atenúan.

Para optimizar la bocina se van a variar una serie de parámetros definidos más adelante aplicándoles a cada uno un factor entre 0.8 y 1.2, es decir, se va cambiar su valor inicial un 20% aunque si se ve que se puede conseguir una mejor adaptación se le puede aumentar hasta un 40% de su valor inicial.

### 3.3 Diseño bocina de un choke

#### 3.3.1 Implementación

Partimos del diseño inicial que se ha realizado en [14], este diseño nos da cada medida como una constante por la longitud de onda. Algunos de estos parámetros serán los que variaremos para conseguir la adaptación que queremos.

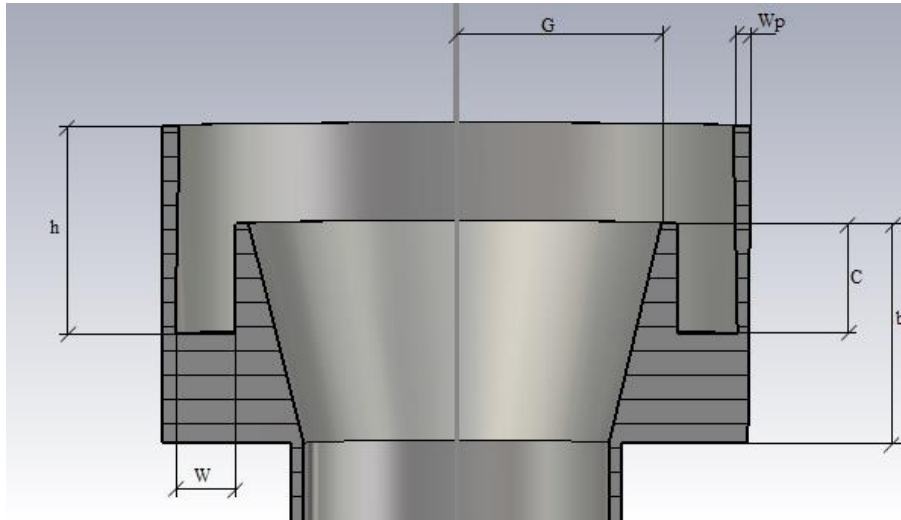


Figura 3-1: Parametros bocina un choke

Tabla 3-2: Dimensiones bocina con un choke

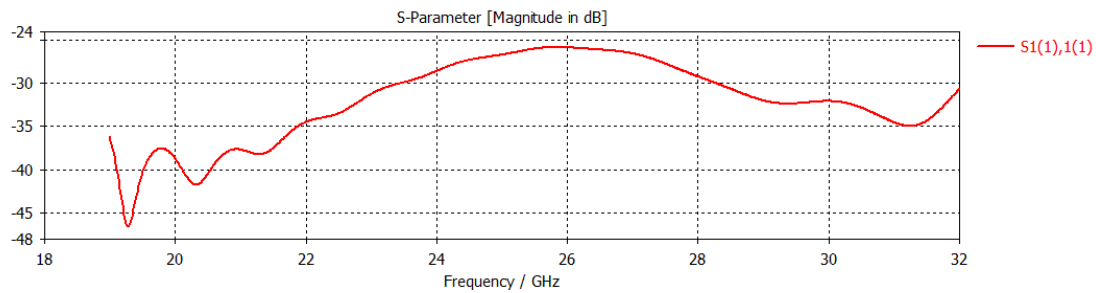
Parámetros	Valor [mm]
c	3.39
h	6.39
g	6.4
b	6.75
w	1.85
Wp	0.4

Para su construcción se ha partido de un cilindro inicial y con la herramienta Subtract que tiene CST se le han eliminado los anillos interiores y la apertura de la bocina como se muestra en la Figura 3-1. Una vez construido le hemos añadido la guía de onda circular de longitud 76.66mm y radio 4.70mm.

A la hora de simular se ha colocado un puerto en la cara inferior de la guía y se ha fijado en 3 el número de modos que hay, aunque hemos calculado anteriormente que tenemos 2 modos dentro de nuestro rango de frecuencias el CST interprete el modo  $TM_{01}$  como 2 debido a la polarización de este.

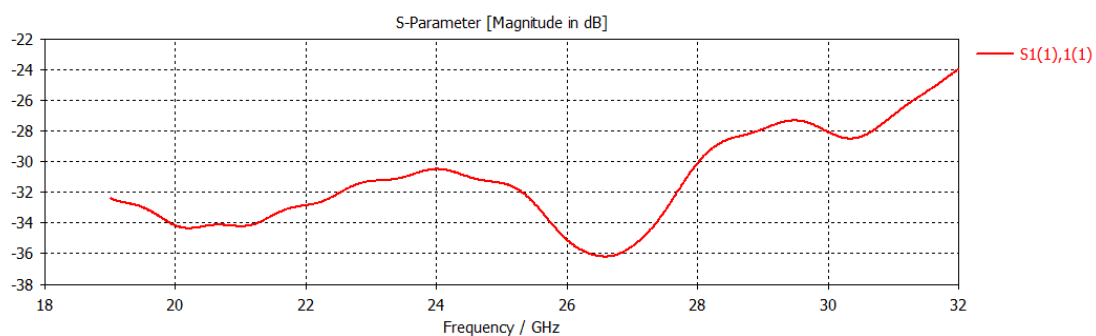
Lanzamos la simulación definiendo previamente un rango de frecuencias de 19Ghz a 32Ghz para ver qué ocurre en los extremos de los rangos que nos interesan. Así sacamos los parámetros S de los cuales nos fijamos en los  $s_{11}$  que nos dice su adaptación de entrada. En la simulación aparecerá un aviso de que no estamos considerando el modo  $TE_{21}$  que se encuentra en la frecuencia 31.03GHz, podemos ignorar este aviso ya que no afecta al resultado que se obtiene.

Los parámetros  $s_{11}$  que se obtienen con un mallado de 10 celdas por longitud de onda son los siguientes:



**Figura 3-2: Adaptación bocina un choke mallado de 10 celdas por longitud de onda**

Aunque se vea una buena adaptación en nuestras bandas de trabajo, si aumentamos el mallado, lo que nos dará un resultado más fiable, obtenemos otra adaptación distinta.



**Figura 3-3: Adaptación bocina un choke mallado de 25 celdas por longitud de onda**

Ahora se ve cómo cambia la adaptación con un mallado de 25 celdas por longitud de onda. Por este motivo se va a establecer un mallado de 25 para todos los resultados finales que vayamos a obtener en la parte de optimización de las bocinas.

Comprobación del comportamiento del puerto colocado en el extremo de la guía de onda circular que utilizamos:

**Tabla 3-3: Dimensiones bocina con un choke**

Port1_e1 (peak)		η
Frequency:	25.5	
Phase:	0	
Wave Imp. [Ohms]:	553.2	
Beta [1/m]:	364	
Fcutoff:	18.67	
Accuracy:	1.188e-11	
Mode type:	TE	
Maximum:	4063	
Plane at z	-76.66	

La Tabla 3-3 se muestra la información de las ondas que se propagan por la guía que alimenta a la bocina. Se ve que el modo fundamental que se propaga es el modo  $TE_{11}$  cuya frecuencia de corte es 18.69GHz, justo como la que hemos calculado. Aunque los siguientes modos superiores estén en nuestro rango de frecuencia al tener nuestra guía de onda la longitud comentada antes, estos modos se atenúan por lo que no se tendrán en cuenta.

La impedancia que tenemos en la guía es de 553.8Ω que es igual a la calculada anteriormente.

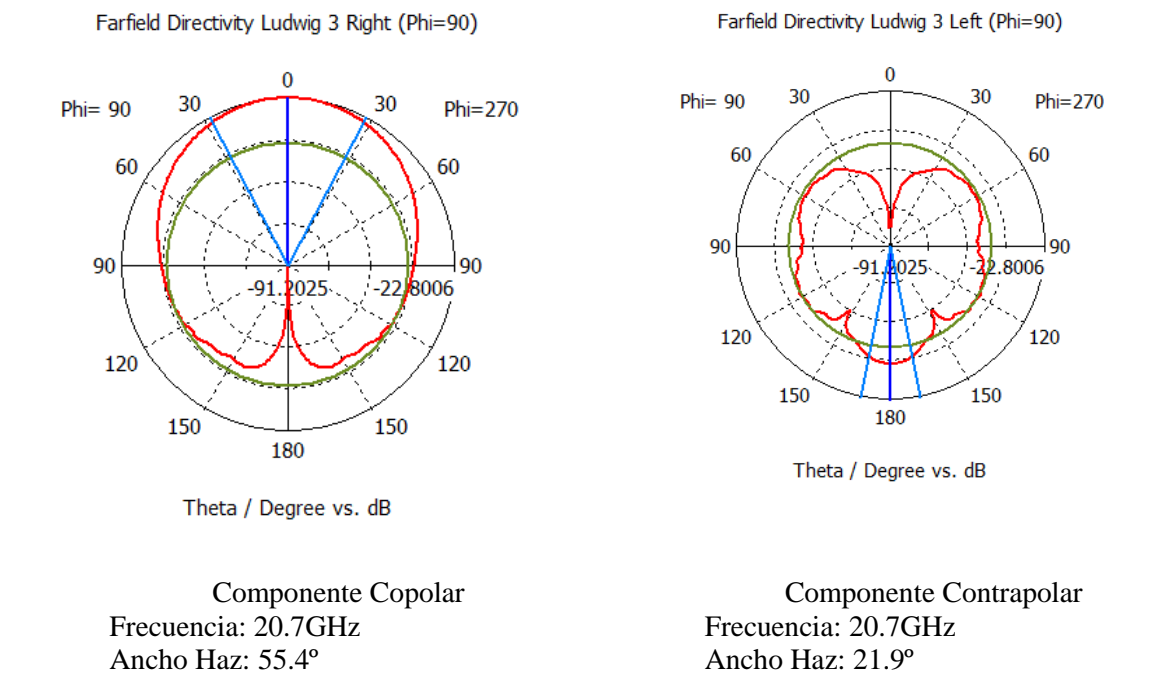


Como en ambos diseños de las bocinas hemos utilizado las mismas dimensiones para la guía tanto los modos que se propagan como la impedancia que tenemos a la entrada serán iguales en ambos diseños.

**Tabla 3-4: Parámetros obtenidos diagrama de radiación en recepción un choke**

Type	Farfield
Approximation	enabled (kR >> 1)
Monitor	farfield (f=20.7) [1(1)[0.5,0]+1(2)[0.5,90]]
Component	Abs
Output	Directivity
Frequency	20.7
Rad. effic.	-0.006008 dB
Tot. effic.	-0.006627 dB
Dir.	10.61 dBi

Componente Copolar y Contrapolar del diagrama de radiación en recepción:

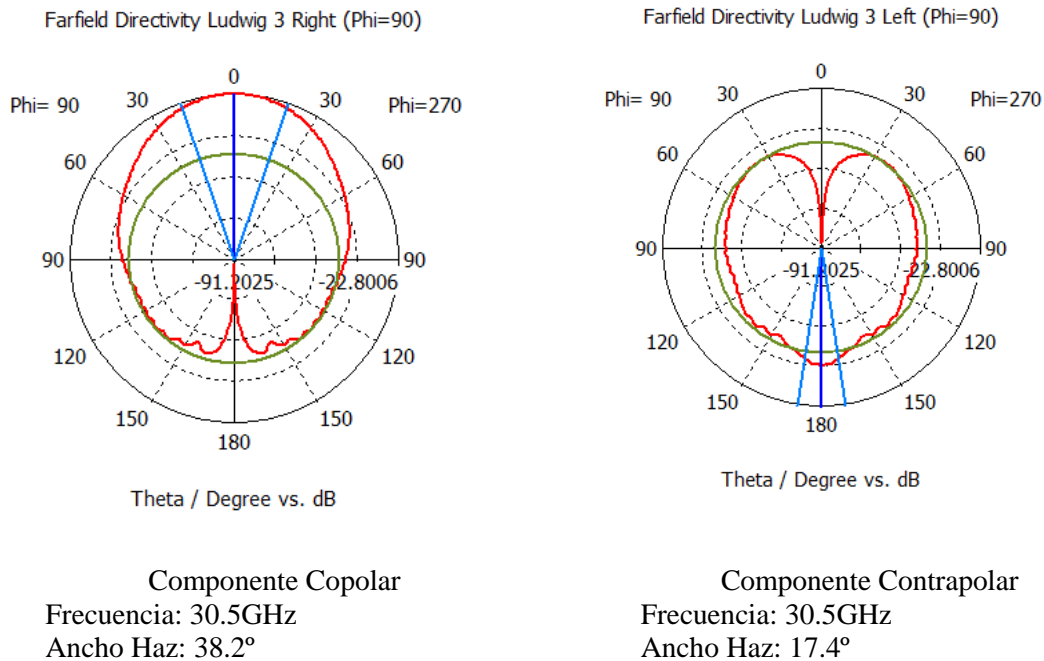


**Figura 3-4: Componente copolar y contrapolar en recepción un choke**

**Tabla 3-5: Resultados diagrama de radiación en transmisión un choke**

Type	Farfield
Approximation	enabled (kR >> 1)
Monitor	farfield (f=30.5) [1(1)[0.5,0]+1(2)[0.5,90]]
Component	Abs
Output	Directivity
Frequency	30.5
Rad. effic.	-0.05398 dB
Tot. effic.	-0.05622 dB
Dir.	13.67 dBi

Componente Copolar y Contrapolar del diagrama de radiación en transmisión:



**Figura 3-5: Componente copolar y contrapolar en transmisión un choke**

Estos diagramas se han obtenido colocando monitores de tipo Farfield en las frecuencias centrales de recepción (20.7GHz) y de transmisión (30.5GHz).

En recepción tenemos una directividad de 10.61dBi lo cual es lo típico para estas antenas, con una eficiencia de -0.006dB, igual a 99.8% de eficiencia.

En transmisión nuestra bocina conseguimos una directividad de 13.67dBi, aunque la eficiencia es de -0.053dB, igual a 98.7% de eficiencia.

Comparando diagramas de radiación, aparte de ver que se obtienen distintas eficiencias y directividades, se puede observar que para frecuencias mayores se tiene una ‘back radiation’ mayor. Esta nos dice la cantidad de radiación que se radia justo en la dirección contraria a la que se desea, como se puede ver en los diagramas es mucho menor.

Estas eficiencias tan altas son debido a que estamos considerando el caso ideal en el que no tenemos pérdidas de radiación y, además, el material usado en la construcción de la bocina es ideal, no tiene pérdidas térmicas.

### 3.3.2 Optimización bocina un choke

Se va a proceder a hacer un barrido paramétrico de la bocina con el fin de ver el efecto que tiene cada uno en los parámetros S de la bocina. Con esto se quieren hacer las variaciones en los mismos para conseguir la mejor adaptación en las bandas de frecuencia de trabajo y cumplir las especificaciones propuestas. Esta especificación consiste en conseguir una adaptación a la entrada del sistema por debajo de los -30dB y que sea lo más selectiva posible

Para esto se van a variar los parámetros definidos anteriormente donde:

- c es la profundidad de los chokes,
- h es la altura de la pared exterior de la bocina,
- w es el ancho de los chokes,
- g es el radio del anillo interior de la bocina.

Variando el parámetro  $c$  obtenemos los siguientes parámetros  $s$ .

Estos resultados obtenidos se han hecho con un mallado de 10 celdas por longitud de onda para hacer las simulaciones más rápidas ya que las conclusiones que se saquen de la variación de cada parámetro se pueden aplicar a simulaciones con un mayor mallado.

Analizando las gráficas de cada parámetro se observa que cambiando  $c$ , Figura 3-9, la profundidad de los chokes, se consigue un mínimo a casi 31GHz a costa de empeorar la adaptación en frecuencias más bajas. Para solucionar esto se puede variar  $h$ , Figura 3-10, la altura de los chokes, para mejorar en esas frecuencias bajas sin que en transmisión se empeore la adaptación.

#### Variando $c$

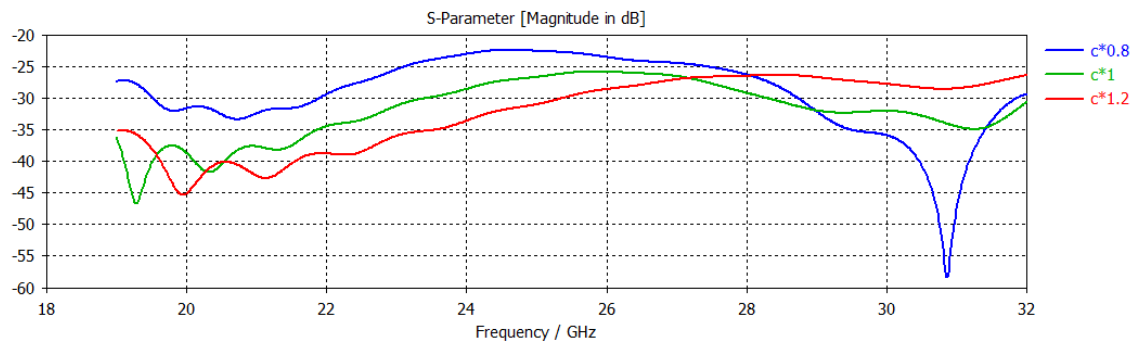


Figura 3-6: Variación parámetro  $c$  bocina un choke

#### Variando $h$

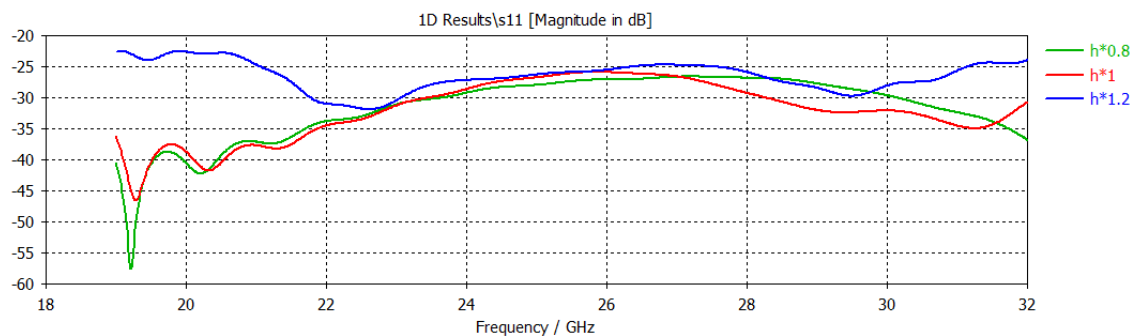


Figura 3-7: Variación parámetro  $h$  bocina un choke

#### Variando $w$

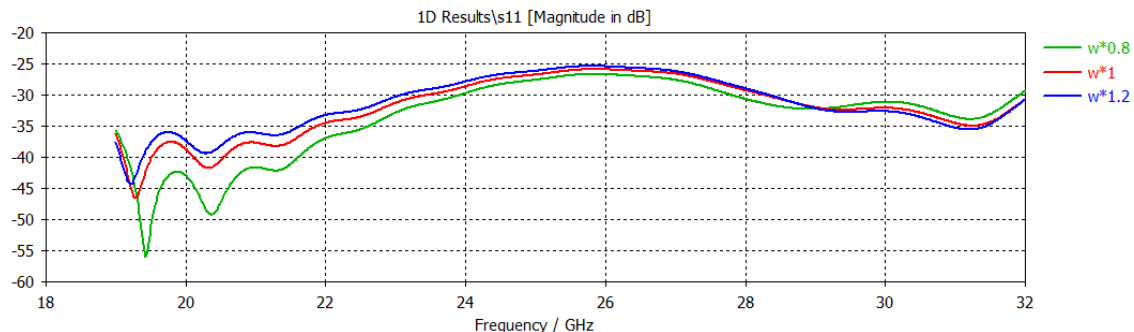
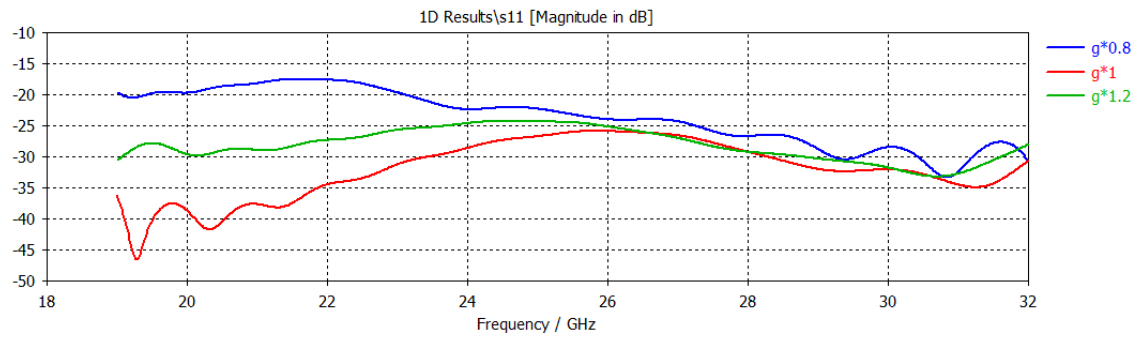


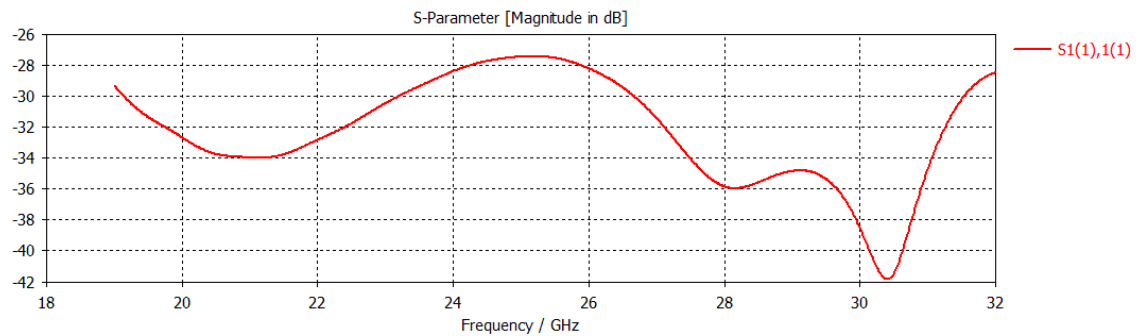
Figura 3-8: Variación parámetro  $w$  bocina un choke

#### Variando $g$



**Figura 3-9: Variación parámetro g bocina un choke**

Resultado optimizado utilizando un mallado de 25 celdas por longitud de onda:



**Figura 3-10: Optimización bocina un choke**

Este resultado lo hemos conseguido variando los parámetros citados:

**Tabla 3-6: Factor escala en la optimización de bocina un choke**

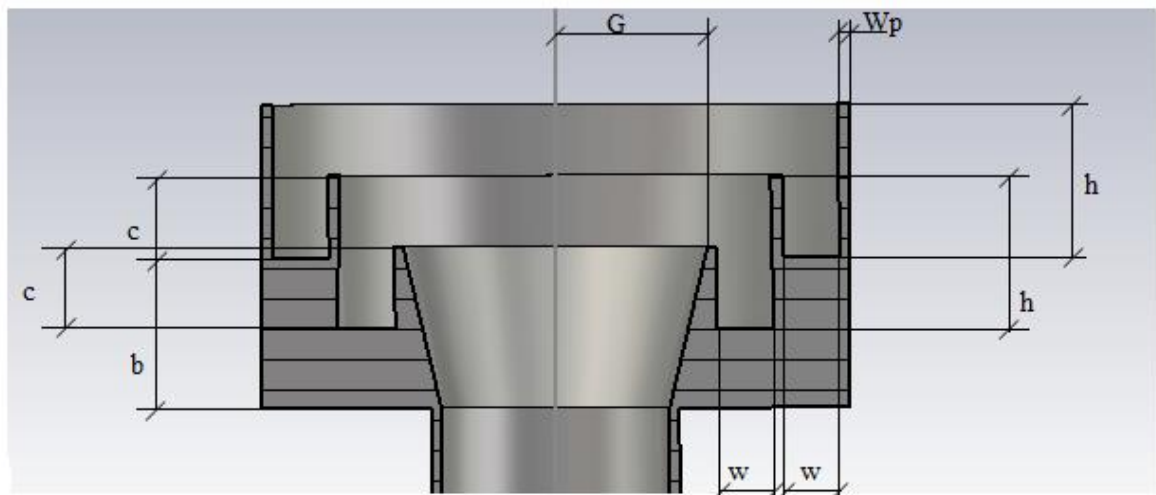
Parámetros	Factor de escala
<b>c</b>	1.3
<b>h</b>	0.6
<b>w</b>	1.2
<b>g</b>	0.9

### 3.4 Diseño bocina de dos chokes

#### 3.4.1 Implementación

El proceso de construcción se ha hecho igual que para la bocina de un solo choke aunque en este caso se han tenido que eliminar más anillos interiores para añadirle otro choke más.

En este caso nos basamos en el siguiente esquema para las dimensiones [10].



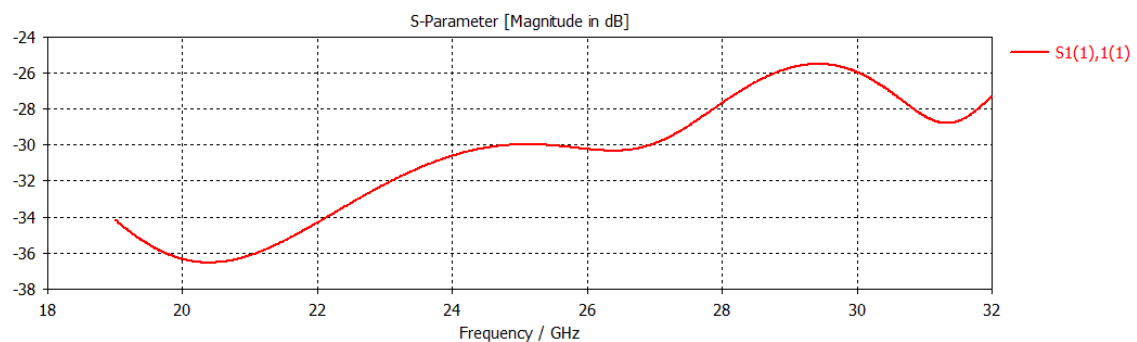
**Figura 3-11: Parámetros bocina dos chokes**

La guía de onda circular que se usa es exactamente la misma que para el caso anterior por lo que se ha definido el puerto de la misma manera que antes y la configuración que se ha usado para realizar la simulación es igual.

**Tabla 3-7: Dimensiones bocina con dos chokes**

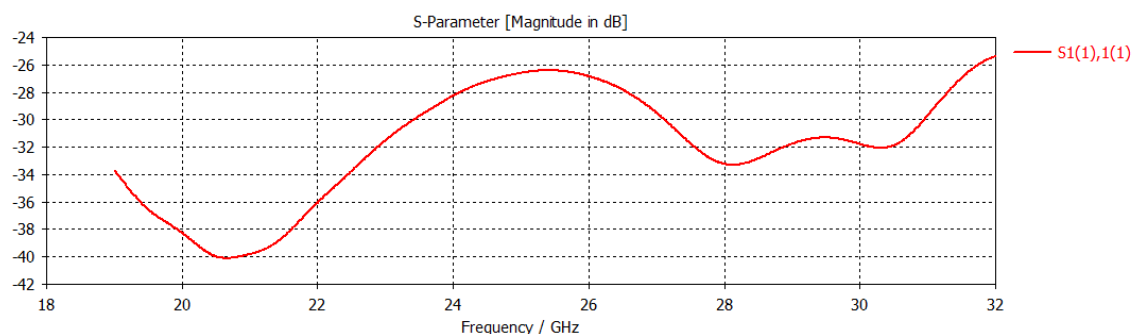
Parámetros	Valor(mm)
<b>c</b>	3.36
<b>h</b>	6.29
<b>g</b>	6.27
<b>b</b>	6.63
<b>w</b>	2.32
<b>Wp</b>	0.4

La adaptación que presenta con un mallado de 10 celdas por longitud de onda es:



**Figura 3-12: Adaptación bocina dos chokes mallado de 10 celdas por longitud de onda**

Al aumentar el mallado hasta 25 celdas por longitud de onda para ver una adaptación más fiable se tiene que la adaptación cambia a:



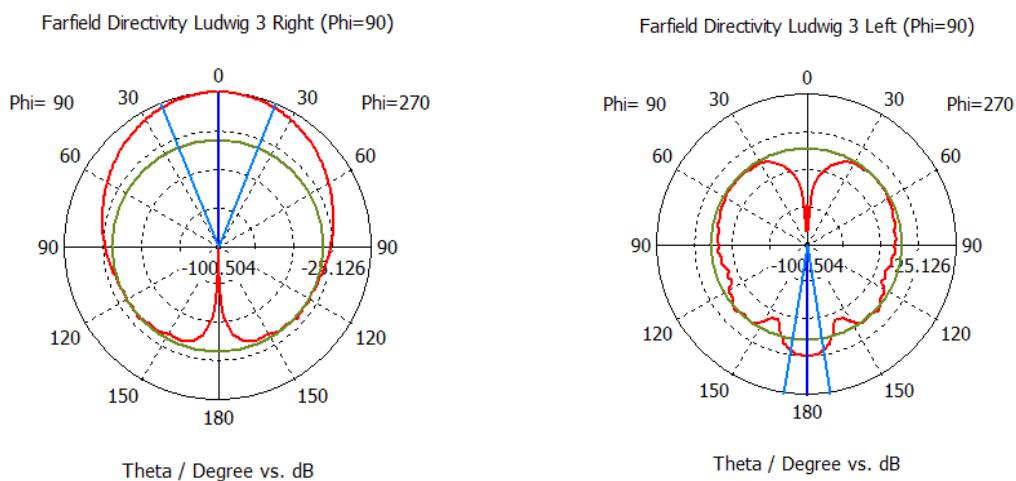
**Figura 3-13: Adaptación bocina dos chokes mallado de 25 celdas por longitud de onda**

Se observa que con un mallado mayor se tiene una buena adaptación por lo que más tarde cuando se vaya a optimizar para ver si podemos mejorarlo los cambios que se introducirán serán de una magnitud menor a los cambios introducidos a la bocina de un choke.

**Tabla 3-8: Parámetros obtenidos diagrama de radiación en recepción dos chokes**

Type	Farfield
Approximation	enabled (kR >> 1)
Monitor	farfield (f=20.7) [1(1)[0.5,0]+1(2)[0.5,90]]
Component	Abs
Output	Directivity
Frequency	20.7
Rad. effic.	-0.08525 dB
Tot. effic.	-0.08623 dB
Dir.	12.42 dBi

Componente Copolar y Contrapolar del diagrama de radiación en recepción:



Componente Copolar  
Frecuencia: 20.7GHz  
Ancho Haz: 44.2°

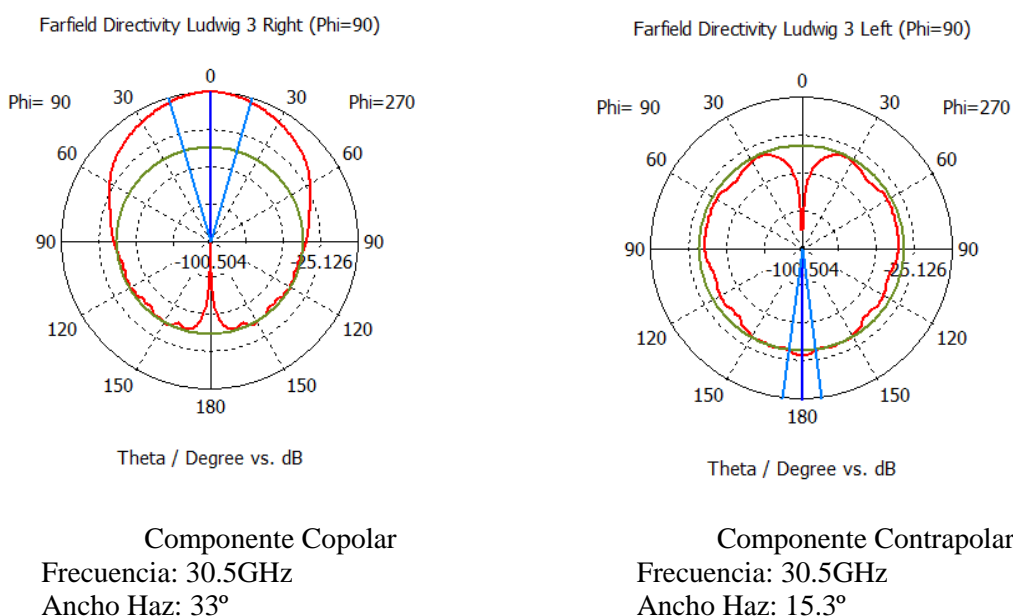
Componente Contrapolar  
Frecuencia: 20.7GHz  
Ancho Haz: 18°

**Figura 3-14: Componente copolar y contrapolar en recepción dos choke**

**Tabla 3-9: Resultados diagrama de radiación en transmisión dos chokes**

Type	Farfield
Approximation	enabled (kR >> 1)
Monitor	farfield (f=30.5) [1(1)[0.5,0]+1(2)[0.5,90]]
Component	Abs
Output	Directivity
Frequency	30.5
Rad. effic.	-0.09789 dB
Tot. effic.	-0.1065 dB
Dir.	14.33 dBi

Componente Copolar y Contrapolar del diagrama de radiación en transmisión:



**Figura 3-15: Componente copolar y contrapolar en transmisión dos chokes**

Al igual que en la bocina de un choke se han colocado monitores Farfield en 20.7GHz y 30.5GHz para recepción y transmisión respectivamente.

En recepción se ha obtenido una directividad de 12.42dBi y una eficiencia de -0.08dB, es decir, una eficiencia del 98.1%.

En transmisión se obtiene una directividad de 14.33dB y una eficiencia de -0.09dB, una eficiencia de 97.9%

Comparando estos diagramas con los de la bocina de un choke se puede observar una mejora en la directividad debido al mayor número de chokes. Por lo demás tiene una forma de haz semejante y una eficiencia bastante alta por las mismas causas que antes.

### 3.4.2 Optimización bocina de dos chokes.

Para la optimización de esta bocina se va a hacer otro barrido paramétrico al igual que la anterior bocina.

En este caso se variarían los mismos parámetros que antes pero al tener dos chokes estas variaciones se aplicarían por igual en ambos. Es decir, no hay independencia entre ambos

chokes, si aumentamos el ancho del choke,  $w$ , exterior por un factor de 1.2, el otro choke se escalara por el mismo factor también.

La adaptación que se tenía con los valores iniciales era buena pero se va a intentar mejorar en frecuencias más altas. Al igual que antes estas simulaciones donde se varía cada parámetro de forma independiente se hace con un mallado de 10.

El objetivo de esta optimización va a ser el de conseguir un mínimo aún mayor en la banda de transmisión.

Para ello analizando las gráficas de cada parámetro vemos que aumentando el valor de  $h$ , Figura 3-23, conseguimos un mínimo de  $-40\text{dB}$  en la banda de transmisión a costa de empeorar la adaptación en frecuencias más bajas, en cambio disminuyéndolo se consigue un mínimo de  $-35\text{dB}$  tanto en la banda de transmisión como en la de recepción. Para hacer la respuesta más selectiva se han escalado  $c$  y  $g$ , Figura 3-21 y Figura 3-24, para que así tengamos mínimos solo en las bandas de trabajo.

### Variando $c$

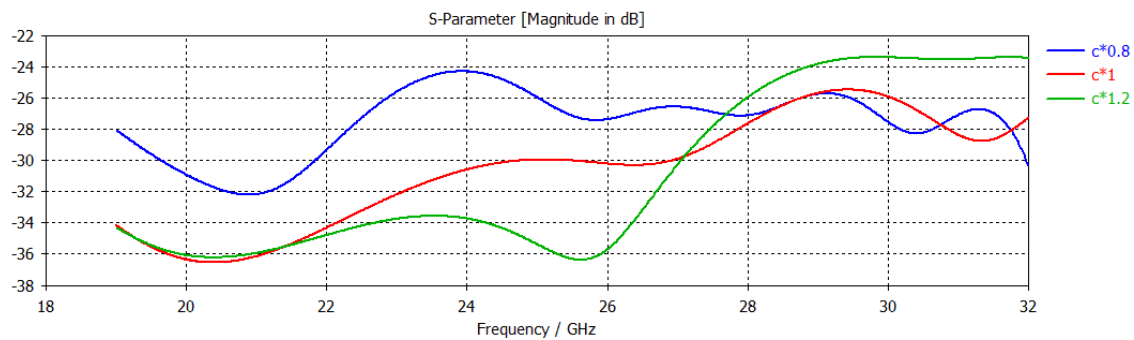


Figura 3-16: Variación parámetro  $c$  bocina dos choke

### Variando $w$

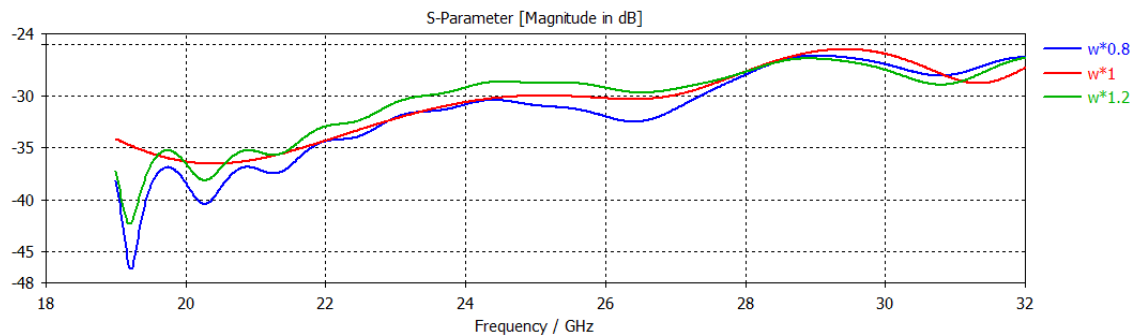
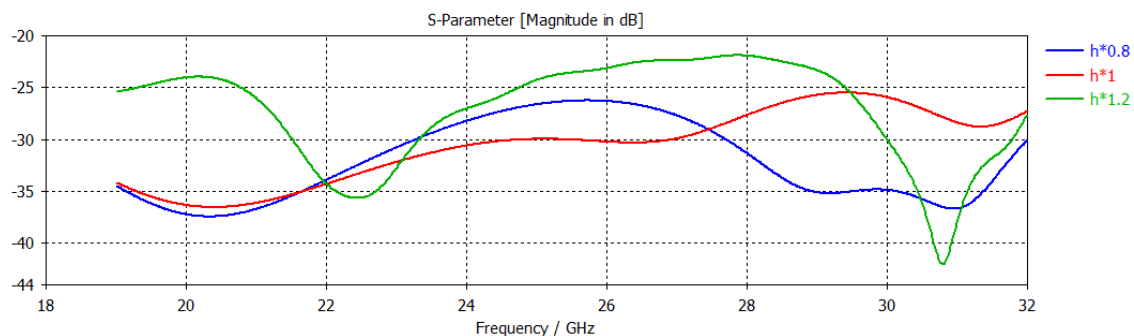


Figura 3-17: Variación parámetro  $w$  bocina dos choke

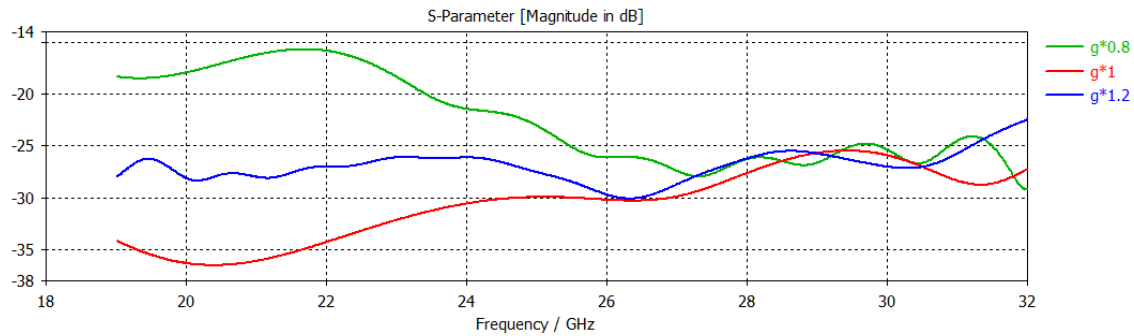
### Variando $h$





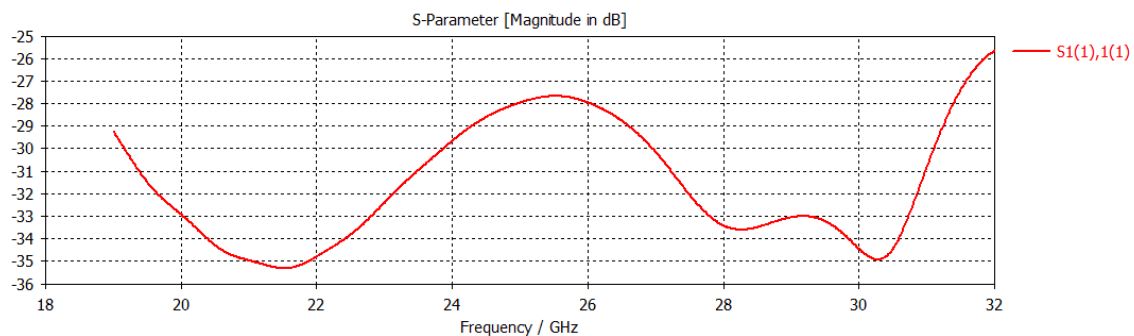
**Figura 3-18: Variación parámetro h bocina dos choke**

Variando g



**Figura 3-19: Variación parámetro g bocina dos choke**

Resultado optimizado usando un mallado de 25 celdas por longitud de onda:



**Figura 3-20: Optimización bocina dos chokes**

Como se puede observar se ha conseguido el mínimo en transmisión a costa de empeorar un poco el nivel en recepción aun así conseguimos una buena adaptación en ambas bandas pues están por debajo de los -30dB y tienen una forma selectiva.

Este resultado se consigue escalando de la siguiente manera los parámetros citados

**Tabla 3-10: Factor escala en la optimización de bocina dos chokes**

Parámetros	Factor de escala
<b>c</b>	1.2
<b>h</b>	0.9
<b>w</b>	1
<b>g</b>	0.9

### 3.5 Diseño alimentador Splashplate plano

En esta parte se va proceder a la implementación del sub-reflector de tipo Splashplate al conjunto. Se va a utilizar un modelo sencillo ya que nuestro objetivo es ver la manera en la que afecta a la patrón de radiación fijándonos en la posible aparición del llamado efecto Spillover.

Pero antes hay que determinar el punto en donde tenemos que colocarlo para ello se va a calcular el centro de fase las bocinas.

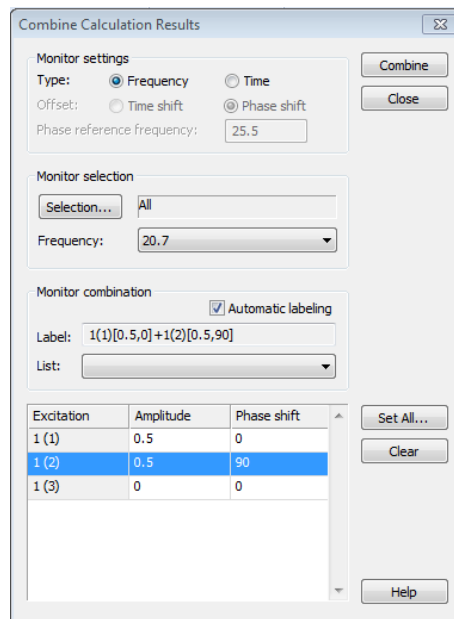
Por último se realizara un análisis paramétrico del sub-reflector para también conseguir una buena adaptación a la entrada.

### 3.5.1 Calculo centro de fase

El centro de fase es el punto desde el que la bocina va a radiar. Debido a esto este punto es muy importante ya que según como sea esta nuestra bocina va a estar más cerca a la apertura de la bocina o más alejada de está.

Antes de implementar el alimentador tipo Splashplate hay que ver dónde colocarlo. Esta posición nos lo dice el centro de fase.

Para ello se colocan monitores Farfield en el centro de las bandas de recepción y transmisión. Además marcamos que nos calcule su centro de fase. Al tener 2 modos en nuestro rango de frecuencias debemos combinar los resultados obtenidos, para ello utilizamos la opción “Combine results” de la pestaña “Post-Processing” y los combinamos de la siguiente manera:



**Figura 3-21: Combinación resultados**

Se ha escalado por 0.5 la amplitud de ambos modos y desfasado 90 grados el segundo modo para que así ambos apunten a la misma dirección.

Type	Farfield
Approximation	enabled ( $kR \gg 1$ )
Monitor	farfield ( $f=20.7$ ) [1(1)[0.5,0]+1(2)[0.5,90]]
Component	Abs
Output	Directivity
Frequency	20.7
Rad. effic.	0.08201 dB
Tot. effic.	0.07564 dB
Dir.	10.02 dBi
Phase center	(0, 0, 7.66688) Sigma 0.0456736

**Figura 3-22: Centro de fase**

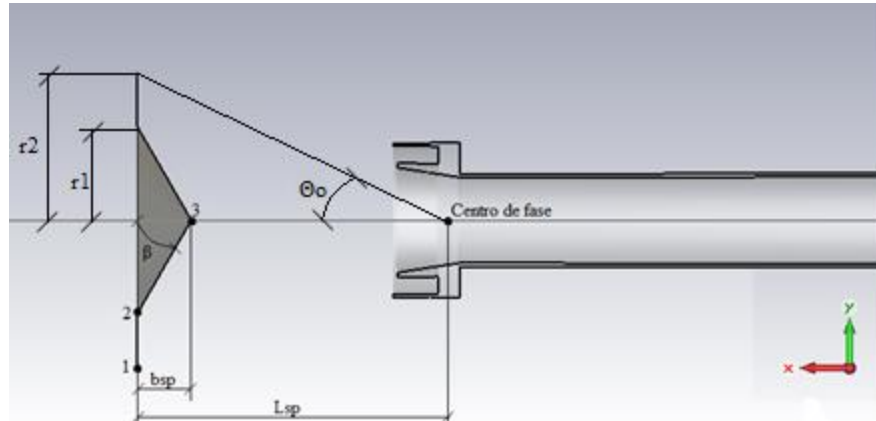
En este caso el centro de fase está a 7,67mm en dirección a las  $\hat{z}$  positivas.

Repetimos el proceso para la banda de transmisión obteniendo que su centro de fase está a 5.9 mm hacia las  $\hat{z}$  positivas también. Para obtener el centro de fase definitivo hacemos la media aritmética de ambos puntos, estando el centro de fase definitivo a 6.78mm.

Este proceso es exactamente igual para la segunda bocina de 2 chokes. En recepción el punto está a 8.19 mm y en transmisión está a 2.75mm. El centro de fase está en 5.47mm hacia las  $\hat{z}$  positivas.

### 3.5.2 Implementación

El diseño del Splashplate está basado en el documento [10]:



**Figura 3-23: Parámetros Splashplate**

Donde  $L_{sp}$  es la distancia del Splashplate al centro de fase de la bocina,  $bsp$  es la altura del cono que está en el centro del Sub-reflector,  $r1$  el radio del cono y  $r2$  el radio del Splashplate.

$\Theta_o$  es un parámetro que nos define el radio que va a tener el sub-reflector, por lo que el parámetro  $r1$  va a depender de este, va a tomar los valores  $30^\circ$  y  $60^\circ$  para ver los efectos de la eficiencia Spillover sobre nuestra bocina.

**Tabla 3-11: Dimensiones iniciales sub-reflector Splashplate**

Parámetros	Valor
$L_{sp}$	23.21 mm ( $\lambda_0 * 2$ )
$bsp$	5.8 mm ( $\lambda_0 * 0.5$ )
$\beta$	$60^\circ$
$r2$	10.034mm
$\Theta_o$	$30^\circ$ $60^\circ$
$r1$	13.22mm      40.15mm

Este diseño del Splashplate va a ser igual para la bocina de dos chokes por lo que el proceso de implementación será igual.

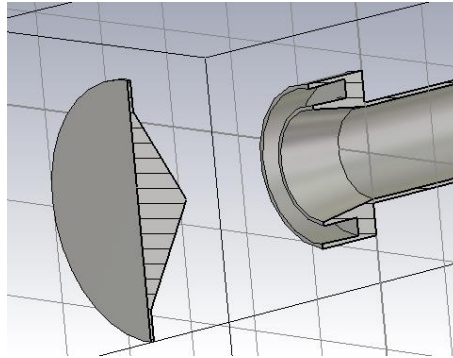
Con estos parámetros podemos calcular los tres puntos que nos van a permitir construir la estructura del Splashplate. Tomando como centro de coordenadas el punto donde se une la bocina con la guía de onda:

**Tabla 3-12: Puntos que conforman el sub-reflector Splashplate**

Punto	x	y
$x1$	$L_{sp} + CFase$	$L_{sp} * \tan \Theta_o$
$x2$	$L_{sp} + CFase$	$bsp * \tan \beta$
$x3$	$L_{sp} - bsp + CFase$	0

CFase es el valor del centro de fase de la bocina obtenido en el punto anterior.

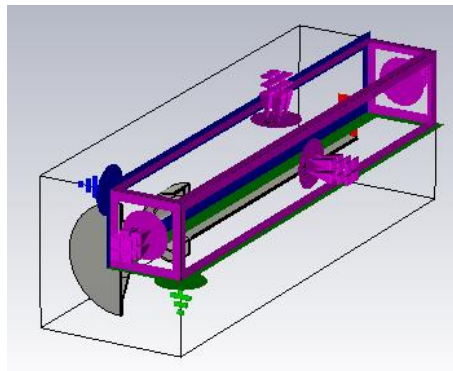
Para su construcción se ha utilizado una curva definida por los tres puntos definido en la Tabla 3-7 para luego usando una circunferencia y la herramienta Sweep de CST le damos revolución, además se ha colocado una tapa de un grosor de 0.4mm.



**Figura 3-24: Implementación Splashplate**

En esta construcción el ángulo  $\lambda$  es de  $30^\circ$  como se puede ver el diámetro del sub-reflector es pequeño.

En este caso a la hora de simular y aprovechando que los campos son simétricos, podemos aprovechar esto para definir que solo se simule en un cuarto de la estructura con el fin de ahorrar tiempo en la simulación. [15]

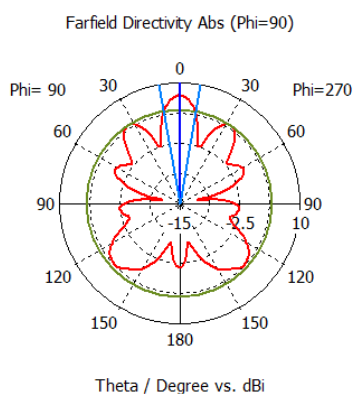


**Figura 3-25: Simulación con simetrías**

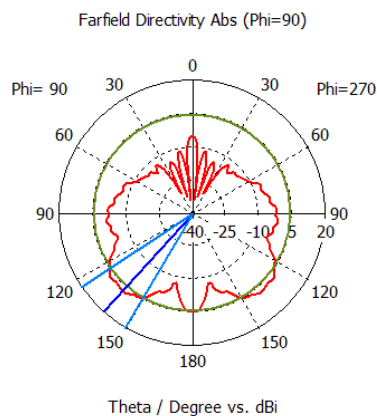
Aparte de lo descrito realizamos la misma simulación en el dominio del tiempo que se ha hecho para la implementación de las bocinas y usando también el rango de 19GHz a 32GHz. Los resultados que se muestran a continuación son los diagramas de radiación habiendo variado el ángulo  $\Theta_0$  lo que hará que el Splashplate tenga un mayor o menor diámetro.

Los resultados que se simulan a continuación variando  $\Theta_0$  se van a usar para ver el efecto Spillover que puede producirse en nuestro reflector lo que conllevaría a una pérdida de ganancia final.

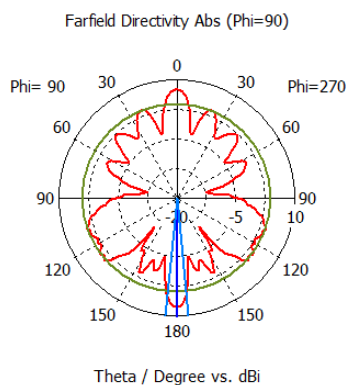
Diagramas de radiación en recepción con  $\Theta_0=30^\circ$  y  $\Theta_0=60^\circ$  respectivamente, en la bocina de un choke:



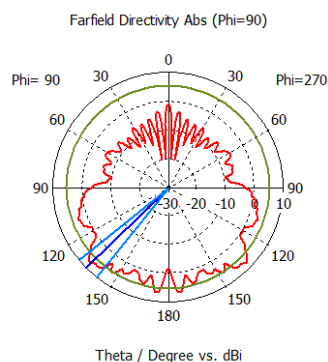
- a) Rx: 20.7 GHz con  $\Theta_o=30^\circ$   
 Máximo: 7.4dBi  
 Dirección:  $0^\circ$



- b) Rx: 20.7 GHz con  $\Theta_o=60^\circ$   
 Máximo: 7.25dBi  
 Dirección:  $138^\circ$



- c) Tx: 30.5 GHz con  $\Theta_o=30^\circ$   
 Máximo: 7.63dBi  
 Dirección:  $180^\circ$



- d) Tx: 30.5 GHz con  $\Theta_o=60^\circ$   
 Máximo: 7.52dBi  
 Dirección:  $134^\circ$

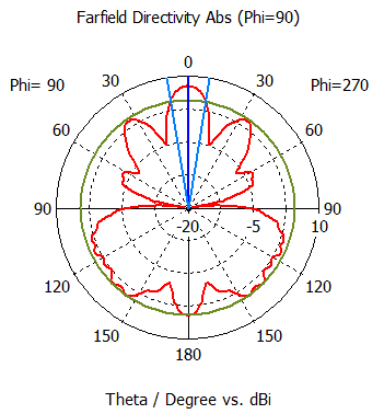
**Figura 3-26: Diagramas de radiación bocina un choke con Splashplate**

La función del sub-reflector es la de reflejar las ondas que radian las bocinas para iluminar el reflector principal por lo que se debe conseguir que la mayor cantidad de radiación este en la dirección contraria a la que radia la bocina.

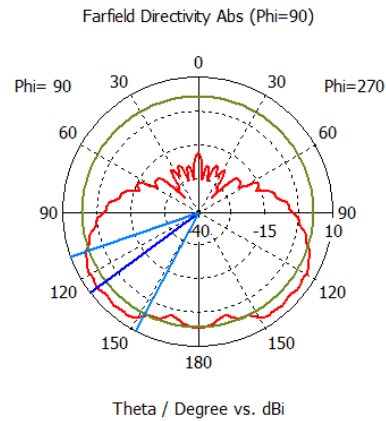
Como se va utilizar un reflector principal con un diámetro mucho mayor que el sub-reflector este debe radiar de manera que el diagrama tenga el mayor ancho de haz posible para que abarque todo el reflector, esto va a provocar que la directividad sea algo menor que la obtenida en las bocinas.

Comparando los diagramas de radiación según el ángulo  $\Theta_o$  que hayamos usado se ve una clara diferencia en la dirección de radiación. Con un  $\Theta_o$  mayor se ve en la forma en la que radia que la mayoría de la radiación va según las  $z$  negativas en dirección al reflector principal mientras que para un  $\Theta_o$  menor también radia hacia las positivas. Esto se debe a que parte de la radiación emitida por la bocina desborda el sub-reflector lo que provoca que tengamos una mayor pérdida de directividad, esto se llama efecto Spillover.

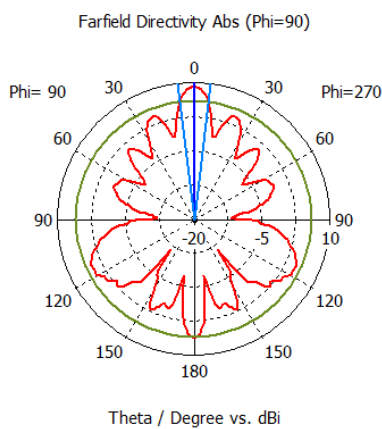
Diagramas de radiación en recepción con  $\Theta_o=30^\circ$  y  $\Theta_o=60^\circ$  respectivamente, en la bocina de dos chokes:



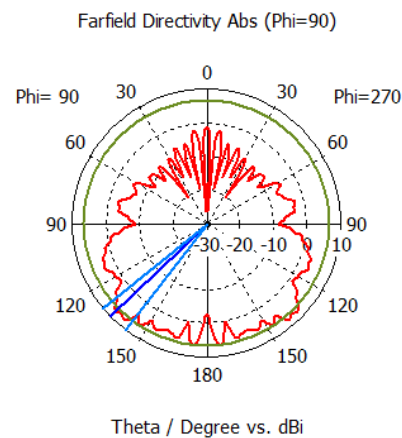
- a) Rx: 20.7 GHz con  $\Theta_o=30^\circ$   
 Máximo: 7.13dBi  
 Dirección:  $0^\circ$



- b) Rx: 20.7 GHz con  $\Theta_o=60^\circ$   
 Máximo: 6.64dBi  
 Dirección:  $127^\circ$



- c) Tx: 30.5 GHz con  $\Theta_o=30^\circ$   
 Máximo: 8.20dBi  
 Dirección:  $0^\circ$



- d) Tx: 30.5 GHz con  $\Theta_o=60^\circ$   
 Máximo: 7.45dBi  
 Dirección:  $139^\circ$

**Figura 3-27: Diagramas de radiación bocina dos chokes con Splashplate**

Mirando en el caso de la bocina con dos chokes se aprecia como el efecto Spillover disminuye también al aumentar el ángulo  $\Theta_o$ , es decir, al aumentar el radio del sub-reflector.

Si nos fijamos en la forma de haz en la banda de recepción para el caso b) se observa un haz más uniforme que sería el caso ideal para iluminar el reflector principal. Según esto y comparando los diagramas de ambas bocinas se puede ver que para iluminar el reflector es mejor utilizar la de dos chokes y, además, debido al uso de un reflector grande, un mayor número de chokes no va a producir demasiadas pérdidas por bloqueo.

### 3.5.3 Optimización bocinas junto Splashplate

Para realizar esta optimización se va a utilizar un Splashplate donde el ángulo  $\Theta_o$  es  $30^\circ$ , el objetivo de esta parte es realizar un barrido de paramétrico sobre la geometría del sub-reflector y ver el impacto que tiene sobre la adaptación de bocina sin tener en cuenta el efecto Spillover.

Aunque se va a intentar conseguir la mejor adaptación posible escalando algunos parámetros y conseguir unos parámetros S11 de -30dB en las bandas de trabajo.

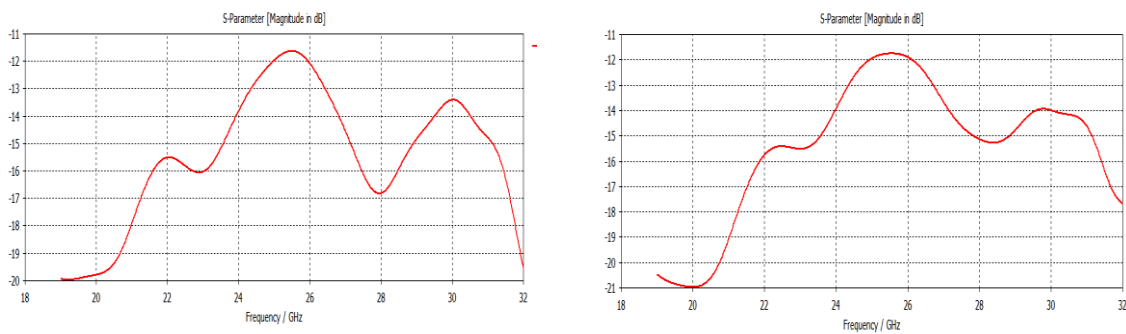
Para el barrido paramétrico se van a variar los siguientes parámetros que definen la geometría del Splashplate:

- Lsp, distancia entre el sub-reflector y el centro de fase de la bocina,
- bsp, altura del cono situado en el centro de Splashplate,
- r1, radio del sub-reflector,
- r2, radio del cono.

A la hora de variar los parámetros r1 y r2 hay que prestar especial atención porque el radio r2 no puede ser mayor que el radio r1, produciría un error a la hora de simular la estructura.

Este análisis paramétrico es más complejo que el realizado anteriormente y no es objetivo de este trabajo conseguir la misma adaptación para las bocinas de chokes anteriormente diseñadas, aun así se va a intentar conseguir la mejor respuesta a la entrada del conjunto.

### 3.5.3.1 Optimización bocina de un choke junto al Splashplate



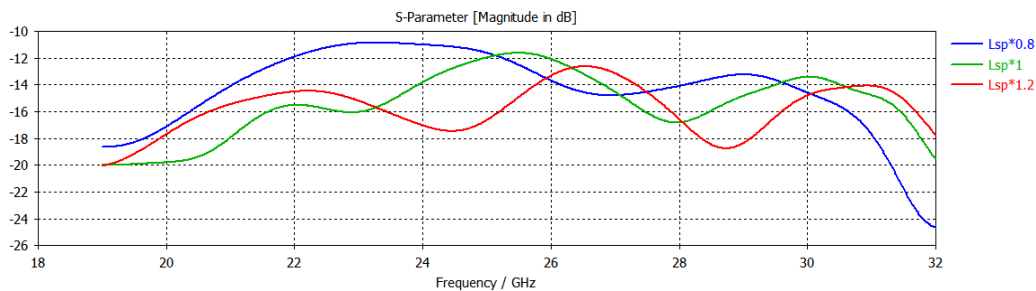
a) Adaptacion con mallado de 10

b) Adaptacion con mallado de 20

**Figura 3-28: Adaptación entrada bocina un choke más Splashplate**

Al colocar el Splashplate se hace visible el impacto que produce en la adaptación de entrada. El conjunto ya no cumple con la meta de tener -30dB en recepción y transmisión. Ahora se va a proceder a hacer el barrido paramétrico para llevar a cabo las modificaciones necesarias y volver a conseguir la adaptación lograda anteriormente,

### Variando la distancia a la bocina



**Figura 3-29: Variación parámetro Lsp un choke**

### Variando la altura del cono central.

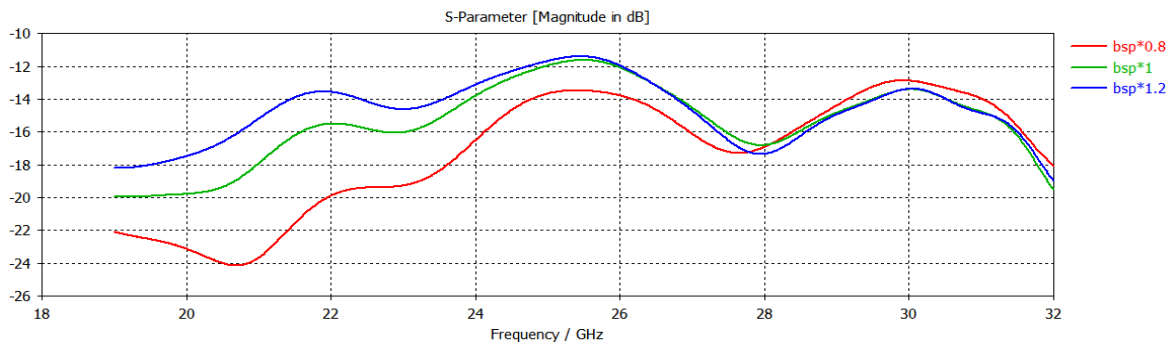


Figura 3-30: Variación parámetro bsp un choke

### Variando radio Splashplate.

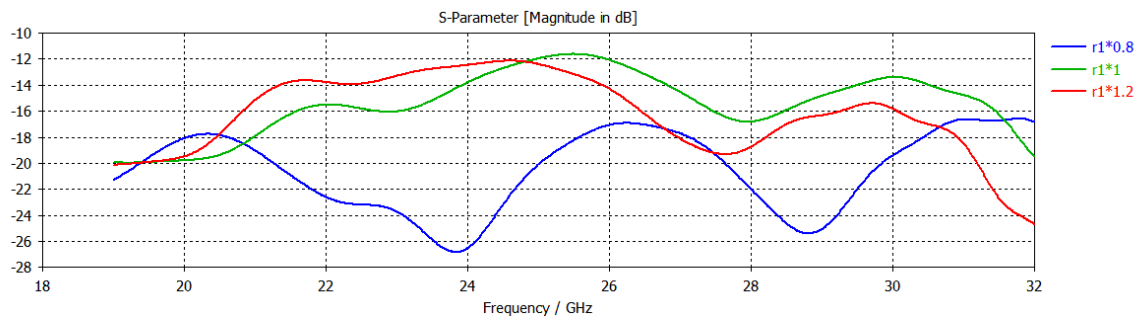


Figura 3-31: Variación parámetro r1 un choke

### Variando radio cono central

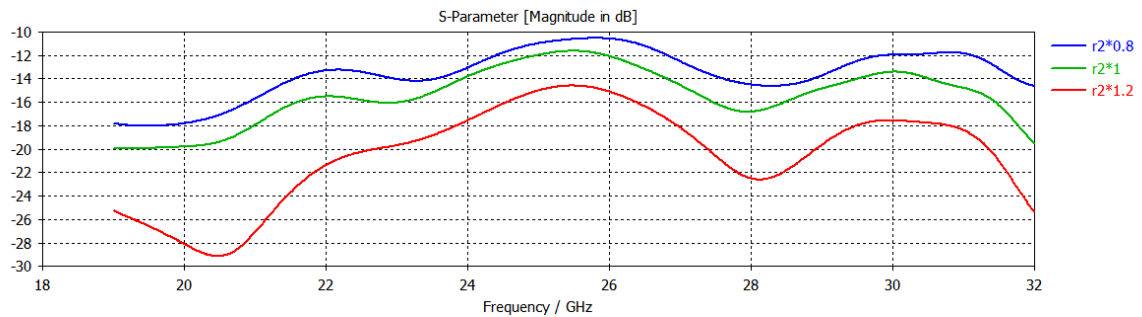


Figura 3-32: Variación parámetro r2 un choke

Analizando las gráficas se observa que la mejor adaptación se consigue cuando el radio del cono es semejante al radio de sub-reflector y además para conseguir mínimos en nuestras bandas de frecuencia hay que hacer el tamaño del sub-reflector mayor.

Con la altura del cono se consigue también que los mínimos que se obtienen estén en nuestra banda de trabajo.



Resultado optimizado con un mallado de 20 celdas por longitud de onda:

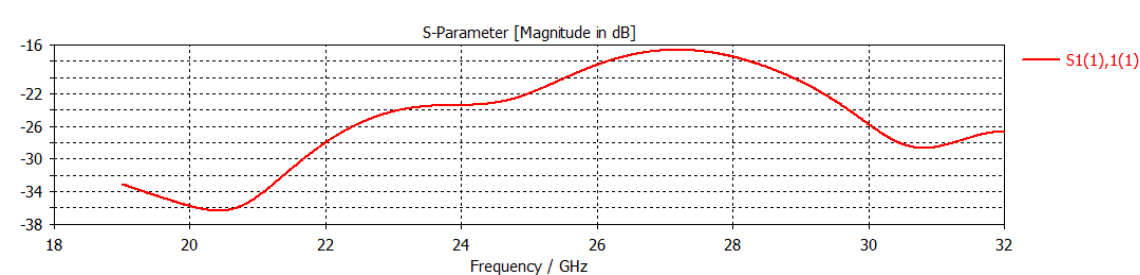


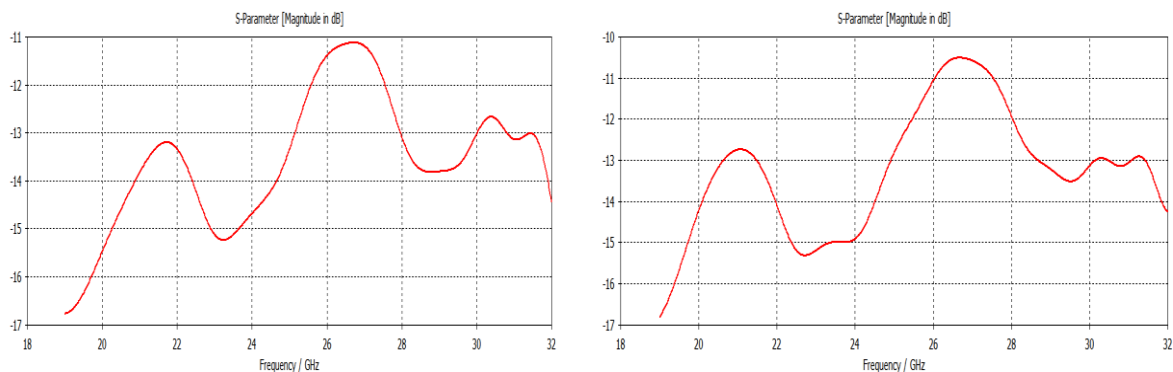
Figura 3-33: Adaptación optimizada bocina un choke

Como se ve, se ha conseguido una adaptación bastante buena ya que se consigue un mínimo de -36dB en recepción y otro de -31dB en transmisión. Esto se ha logrado escalando las siguientes dimensiones:

Tabla 3-13: Factor escala en la optimización de bocina un choke más Splashplate

Parámetros	Factor de escala
Lsp	1
bsp	1.275
r1	1.5
r2	1.9

### 3.5.3.2 Optimización bocina de dos chokes junto al Splashplate



- a) Adaptacion con mallado de 10
- b) Adaptacion con mallado de 20

Figura 3-34: Adaptación entrada bocina un choke más Splashplate

Ocurre lo mismo que para la bocina de un choke, se ha perdido toda la adaptación conseguida en el barrido paramétrico realizado a la bocina. Se va realizar otro análisis de este sub-reflector para cuando la bocina tiene dos chokes.

### Variando la distancia a la bocina.

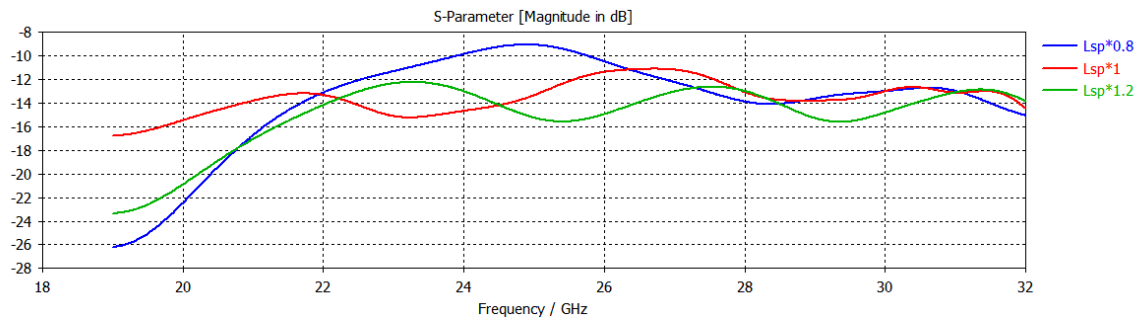


Figura 3-35: Variación parámetro Lsp dos choke

### Variando la altura del cono central.

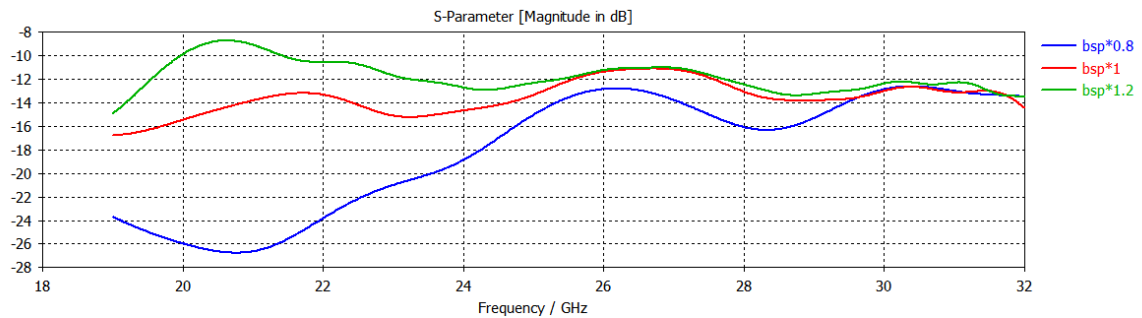


Figura 3-36: Variación parámetro bsp dos choke

### Variando radio Splashplate.

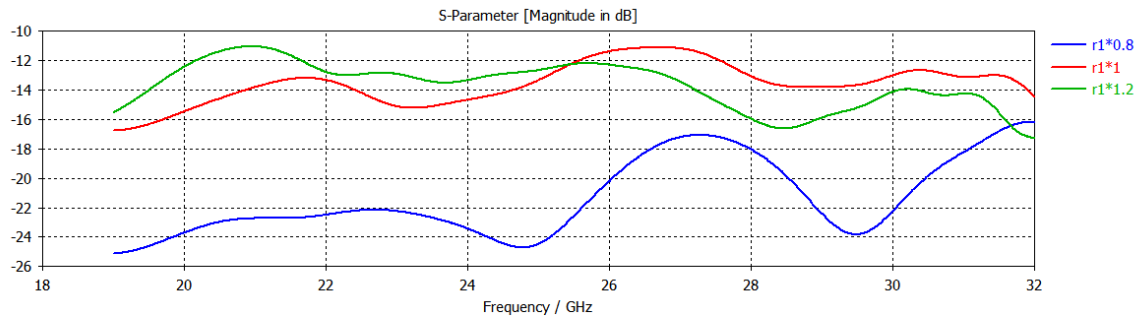


Figura 3-37: Variación parámetro r1 dos chokes

### Variando radio cono central.

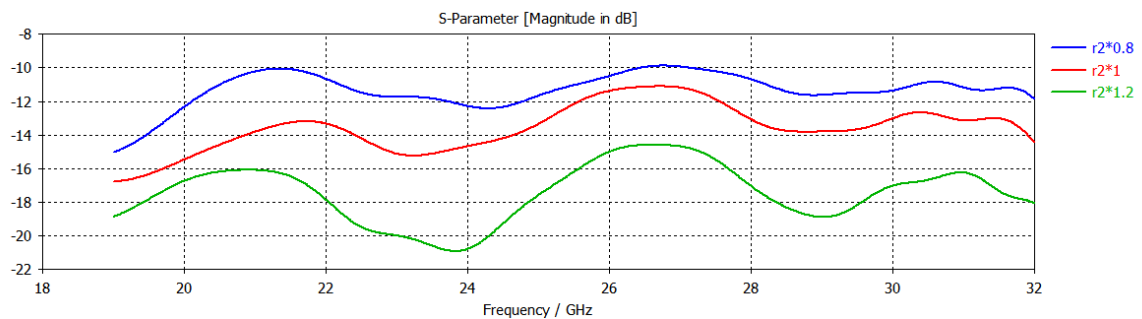
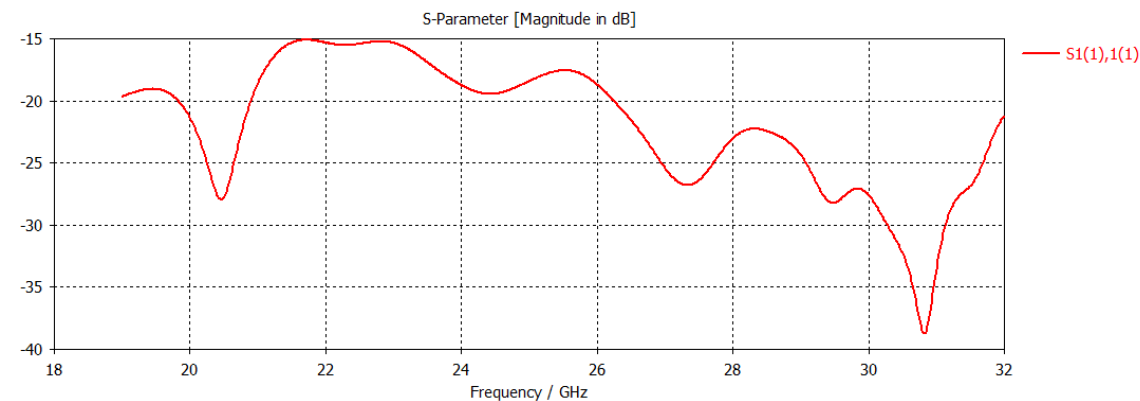


Figura 3-38: Variación parámetro r2 dos chokes

Para mejorar la adaptación se ha procedido de una forma parecida que en el caso anterior ya que variando los radios de manera que tengan un valor parecido se consigue mejorara la

adaptación y variando la altura del cono hace que los mínimos se sitúen en nuestras bandas de trabajo.

Resultado optimizado con un mallado de 20 celdas por longitud de onda



**Figura 3-39: Adaptación optimizada bocina dos chokes**

En este caso no se ha conseguido una adaptación tan buena como para la bocina de un choke. Aun así se ha conseguido que sea bastante selectiva teniendo un mínimo de -27dB en 20.7 GHz y otro mínimo de -38dB en 30.6GHz, que están situados casi en medio de las bandas de recepción como de transmisión.

**Tabla 3-14: Factor escala en la optimización de bocina dos chokes más Splashplate**

Parámetros	Factor de escala
Lsp	2
bsp	0.7
r1	2
r2	2.6

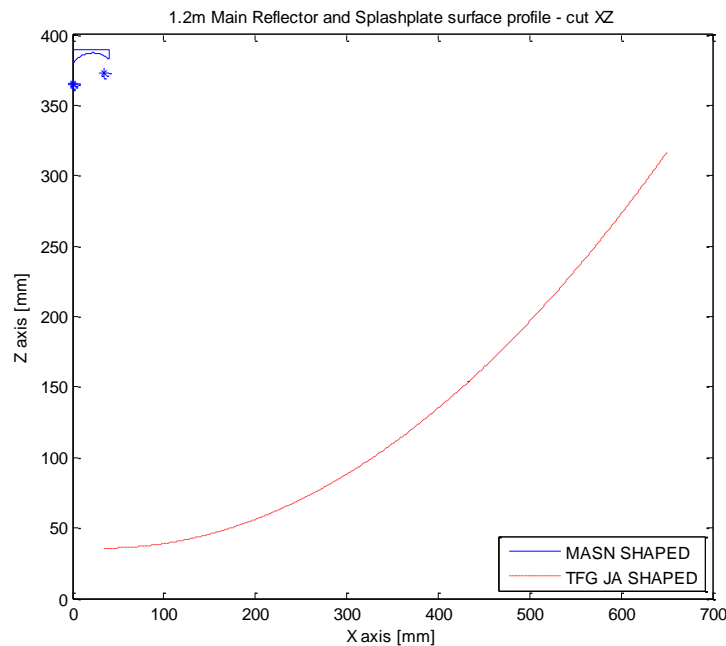
## 4 Integración y resultados

En esta última parte se va a analizar el sistema completo Figura 4-1 del reflector formado por:

- Reflector principal de 1.3m de diámetro,
- Sub-reflector tipo Splashplate con geometría elíptica de 79.6 mm de diámetro,
- Alimentador formado por la bocina de dos chokes diseñada y optimizada en este trabajo junto con la misma guía de onda circular que se ha usado con la bocina.

Todos estos resultados se presentan por cortesía del Grupo de Electromagnetismo Aplicado (GEA) de la Universidad Politécnica de Madrid y se obtienen con un software desarrollado para este propósito.

El nuevo sub-reflector está optimizado mediante la aplicación de aberraciones elípticas. Estas aberraciones se tratan de hacer pequeñas variaciones en los focos de las elipses para así conseguir la mejor iluminación posible sobre el reflector principal.



**Figura 4-1: Geometría del sistema Displaced axis dual reflector**

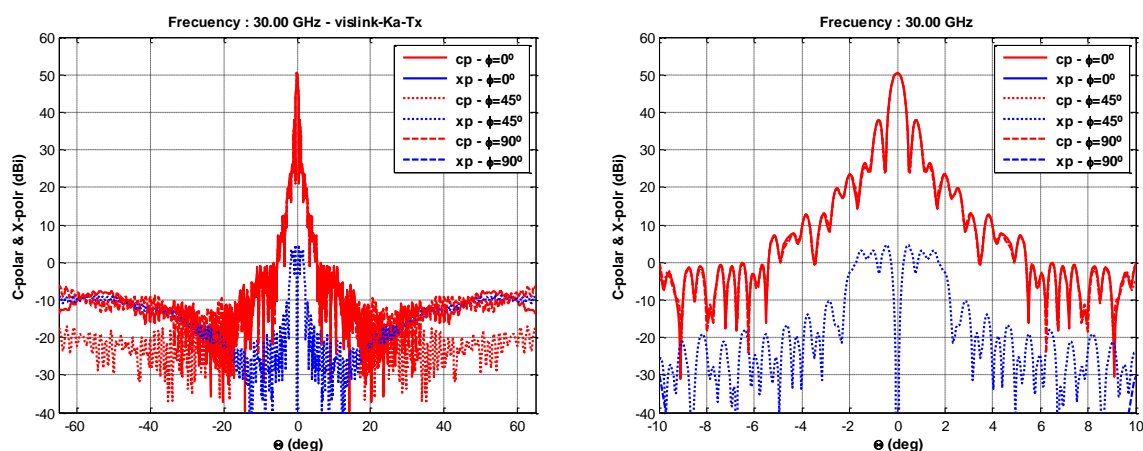
Observando la Figura 4-1 se ve como el reflector principal se ha desplazado del eje una distancia igual al radio del Splashplate, con esto desaparecen prácticamente cualquier pérdida por bloqueo.

El punto situado sobre el eje Z cercano al sub-reflector se corresponde con el centro de fase de la bocina y nos dice el lugar donde hay que colocar, en principio, la bocina para conseguir el mejor resultado. El otro punto se corresponde con el segundo punto focal de la elipse del Splashplate aunque distorsionado por las aberraciones aplicadas.

El software del GEA proporciona también la nube de puntos que conforman las estructuras nuevas para su posterior implementación y análisis usando CST.

## 4.1 Resultados Antena con Splashplate elíptico

El software proporcionado por la Escuela Politécnica de Madrid, además, obtiene los diagramas de radiación del sistema conjunto siendo este el de la Figura 4-2:



**Figura 4-2: Diagrama de radiación displaced axis dual reflector y detalle de -10 a +10 grados en Teta**

En esta figura se observa una gran directividad típica de estas antenas, en este caso se consigue más de 50dB, la siguiente tabla muestra otros resultados que muestran la viabilidad de estos sistemas.

**Tabla 4-1: Resultados sistema reflector**

Parámetro	Valor
G	50.46dBi
G0	52.22dBi
Eficiencia	66.72%
SLL	-12.5dB

Mirando los resultados de la Tabla 4-1 donde G es la ganancia directiva, G0 es la ganancia directiva de referencia, ganancia de referencia considerando una eficiencia del 100%.

Con estos datos se puede determinar la gran directividad que posee esta antena. La eficiencia que se obtiene es la típica que se da en estas antenas [2].

## **5 Conclusiones y trabajo futuro**

---

### **5.1 Conclusiones**

En el actual trabajo, se ha desarrollado el diseño de una antena de bocina, en la cual se le han aplicado unas corrugaciones frontales llamadas chokes. Esta bocina se utiliza como alimentador de un sistema de reflector llamada “displaced axis dual reflector” que usa un reflector principal de 1.3m de diámetro.

Para analizar el funcionamiento de estas antenas de bocina corrugadas se han hecho dos diseños con distinto número de corrugaciones. Se determinó que a más corrugaciones mejora la directividad a costa de un mayor tamaño. Por otra parte se ha realizado un análisis paramétrico de dichas bocinas para ver cómo afectan las dimensiones de estas a la adaptación que presenta a la entrada, habiendo escalado estos parámetros para conseguir la mejor adaptación a la entrada y así conseguir que las pérdidas de esta sean lo más bajas posible en las bandas en las que trabaja la antena. Se ha conseguido que en las estas bandas tengamos un nivel por debajo de -30dB y que sean lo más selectivas posibles.

Una vez optimizadas las bocinas, se ha procedido a la colocación de un sub-reflector de tipo Splashplate en la apertura de las bocinas. Para ver el impacto que este tiene sobre las bocinas, se ha partido de un diseño más simple y se han analizado los diagramas de radiación prestando especial atención al efecto Spillover que puede llevar a que nuestra antena pierda directividad. Además, se ha realizado un análisis paramétrico de este para observar los cambios que producen en la adaptación a la entrada del conjunto.

Por último, se ha diseñado el sistema de reflector completo usando un reflector principal de 1.3m, un sub-reflector tipo Splashplate elíptico y el alimentador diseñado en este trabajo. Todo esto para analizarlo y concluir sobre la viabilidad de este tipo de sistemas de reflectores debido a la alta directividad que presenta y la buena eficiencia que tiene.

### **5.2 Trabajo futuro**

Como se ha podido observar este tipo de alimentadores para sistemas de reflectores tiene muchas ventajas que encajan con el actual estado de las comunicaciones por satélites explicado anteriormente. Un trabajo inmediato sería realización de la simulación electromagnética del sistema de reflector completo a usando el software de la escuela para un análisis más profundo. Además, se podría realizar la fabricación del alimentador, usando la bocina de un choke, con técnicas de adición de plástico y acabado de plata.

Este trabajo tiene muchos caminos para su mejora o para analizar el impacto que ocasionarían algunas modificaciones en la geometría de estos alimentadores. Se podrían usar corrugaciones con una geometría sinusoidal en vez de rectangular o con una forma trapezoidal para ver el impacto que se tendría en el conjunto. Otra modificación que se podría hacer es en el sub-reflector usado, utilizando alguno de los modelos explicados anteriormente y llevar a cabo un análisis paramétrico del conjunto.

Por último se podría continuar este trabajo a través de la implementación de una transición en la guía de onda circular a una rectangular y así poder realizar el diseño de una red de alimentación para el reflector con el fin de tener el sistema completo.

## Referencias

- [1] L. Shafai, S. Sharma, S. Rao, Handbook of Reflector Antennas and Feed Systems Vol II, 2013.
- [2] J. L. Masa Campos, «Apuntes Asignatura Antenas y Compatibilidad electromagnética,» Madrid, 2014.
- [3] J. M. Lafuente, «TFG-Analisis Parametrico de Transiciones a Bocinas,» Madrid, 2015.
- [4] R. P. Moreno, «TFG-Analisis y diseño de transformadores de campo en guia de onda,» 2010.
- [5] J. A. Ruiz Cruz, «Apuntes Asignatura Medios de Transmision,» Madrid, 2012.
- [6] T. A. Milligan, Modern Antenna Design, Second Edition ed.
- [7] D. J. L. Volakis, Antenna Engineering Handbook, Fourth Edition ed.
- [8] M. Yousefnia, A. Pirhadi, M. Hakkak, «Analysis and Design of Parabolic Hat Feed Antenna,» Teheran, Iran.
- [9] Erik Geterud, Jian Yang, Tomas Ostling, Pontus Bergmark, «Design and Optimization of a Compact Wideband Hat-Fed Reflector Antenna for Satellite Communications».
- [10] G. J. Stevance, «Electronic Letters,» Orsay, Francia, 1975.
- [11] I. A. M. Gaviria, «Desarrollo de Herramientas Optimizadas para el Análisis de Discontinuidades en Guías,» 2007.
- [12] A. Carnicero, «Introduccion al metodo de los elementos finitos,» Madrid.
- [13] J. T. Kajiya, «The rendering equation,» 1986.
- [14] J.L.Desvilles, «Bocinas de radiacion con baja polarizacion cruzada sobre un gran ancho de banda,» Cap D'Ail, Francia.
- [15] G. F. Richard Roberts, «The use of Cst Mws in the Design of an X-Band Circularly Polarised Splashplate Antenna,» Stevenage, UK.
- [16] C. Balanis, Antenna Theory: Analysis and Design, Third Edition ed., 2005.

## **Glosario**

---

CST	Computer Simulation Technology
GEA	Grupo de Electromagnetismo Aplicado
IEEE	Institute of Electrical and Electronics Engineers



## Anexos

### Parámetros básicos de antenas

#### Impedancia de entrada

La impedancia de entrada, [16], es la impedancia que hay en los terminales de la antena o la relación entre el voltaje también en los terminales de la antena. Estos terminales son los que están a la entrada de la antena como se muestra en la Figura 0-1 los puntos a y b. La impedancia de entrada es:

$$Z_A = R_A + jX_A \quad (25)$$

Donde,  $Z_A$  es la impedancia en a-b,  $R_A$  es la resistencia en a-b y  $X_A$  es la reactancia entre a-b.

Si descomponemos la antena en su equivalente de Thevenin (Figura 0-2) podemos ver las dos componentes que forman  $R_A$

$$R_A = R_r + R_L \quad (26)$$

$R_r$  es la resistencia de radiación de la antena y  $R_L$  es la resistencia de pérdidas

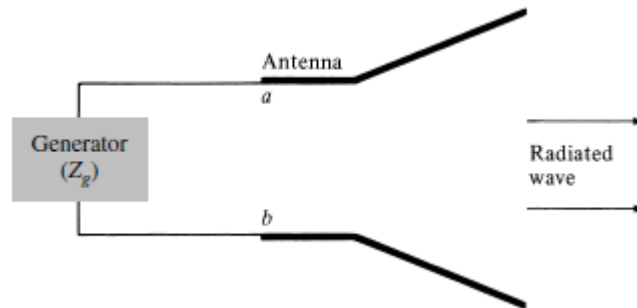


Figura 0-1: Representación antena

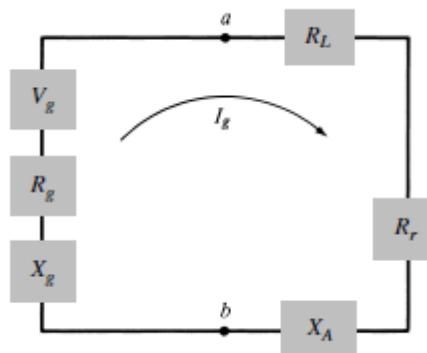


Figura 0-2: Equivalente de Thevenin

#### Parámetros S

Los parámetros S son un modelo de abstracción donde no se consideran efectos de la propagación. Con estos parámetros obtenemos la matriz de parámetros S, (27) la cual

relaciona los niveles de potencia de los terminales, se basa en la ondas de potencia incidente,  $a_i$ , y la onda de potencia reflejada,  $b_i$ , Figura 0-3.

$$\begin{pmatrix} b_1 \\ b_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} s_{11} & s_{12} \\ s_{21} & s_{22} \end{pmatrix} * \begin{pmatrix} a_1 \\ a_2 \end{pmatrix} \quad (27)$$

Donde tenemos que:

$s_{11} = \frac{b_1}{a_1}$ : es la reflexión a la entrada

$s_{12} = \frac{b_1}{a_2}$ : ganancia de tensión en reversa

$s_{21} = \frac{b_2}{a_1}$ : ganancia de tensión en directa

$s_{22} = \frac{b_2}{a_2}$ : es la reflexión a la salida



**Figura 0-3: Cuadripolo**

### ***Diagrama de radiación***

El diagrama de radiación es una representación gráfica de las propiedades de radiación de una antena como función en el espacio de coordenadas. Casi siempre suele estar representado en campo lejano usando coordenadas esféricas. Las propiedades que podemos analizar con este diagrama incluye la intensidad de radiación, directividad, fase o la polarización entre otras.

Por convección se suelen construir las antenas radiando en dirección z, con lo que tendríamos dos planos el vertical ( $\phi = 90^\circ$ ), plano E, y el horizontal ( $\phi = 0^\circ$ ), plano H. A veces, el diagrama de radiación bien normalizado respecto a su valor máximo y se utiliza una escala en dBs

En un diagrama de radiación podemos distinguir las siguientes características:

- Lóbulo principal: muestra la dirección donde más se radia.
- Lóbulos laterales: aquellos que se encuentran al lado del principal.
- Lóbulos secundarios: los diferentes al principal.
- Nivel lóbulo lateral (SLL): diferencia de ganancia entre el lóbulo principal y los laterales.
- Ancho Haz a -3dB: ancho donde la potencia del lóbulo principal cae a la mitad. [2]

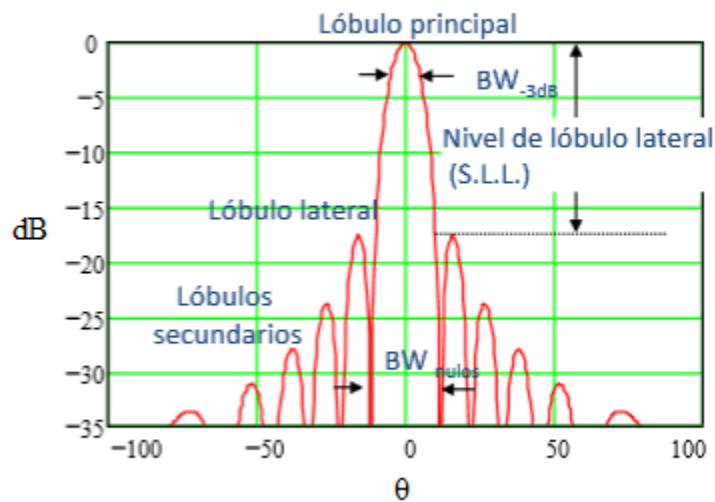


Figura 0-4: Diagrama de radiación para  $\theta=90^\circ$

### Ancho de banda

El ancho de banda es el rango de frecuencias donde el comportamiento de la antenna se ajusta a unos requisitos especificados. El ancho de banda es el rango de frecuencias respecto a un centro de frecuencia donde alguna característica de la antenna (impedancia, ganancia, ancho de haz...) tiene un nivel aceptable.

Hay diferentes formas de expresar el ancho de banda, para antenas de banda ancha se suele expresar como la relación de frecuencias superiores a inferiores dentro del marco de operación aceptable. En antenas de banda estrecha se expresa como porcentaje de la diferencia entre máximo y mínimo respecto al centro de frecuencia de nuestra banda.

Por ejemplo, cuando para ver el nivel de adaptación, normalmente, se pone como norma que dicha adaptación esté por debajo de los -10dB, como podemos observar en la Figura 0-5 nuestra frecuencia central es 5GHz y la diferencia entre la frecuencia superior e inferior es 3.22GHz. En este caso tendríamos, si lo expresemos como porcentaje, un ancho de banda del 64.4%.

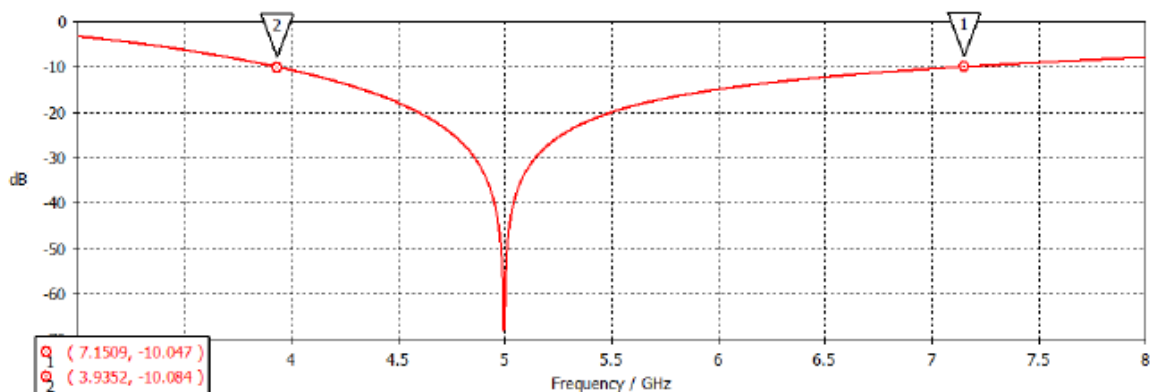


Figura 0-5: Representación ancho de banda

### **Directividad, ganancia y eficiencia**

La **directividad** es la relación entre la intensidad de radiación de la antena en cada dirección del espacio y la intensidad de radiación radiada en todas las direcciones por igual (una antena isotrópica de igual potencia):

$$D(\theta, \varphi) = \frac{U(\theta, \varphi)}{U_{iso}} = 4\pi \frac{U(\theta, \varphi)}{P_{rad}} = 4\pi \frac{r^2[S(r, \theta, \varphi)]}{P_{rad}} \quad (28)$$

donde  $U(\theta, \varphi)$  es la intensidad de radiación, es la cantidad de energía que una antena puede radiar en una dirección determinada. La potencia radiada por un ángulo sólido. Un ángulo sólido es una superficie esférica se mide con estereorradianes.

$U_0$ , es la intensidad de radiación en todas las direcciones, como una esfera cuya superficie es  $4\pi$  por lo que

$$U_{iso} = \frac{P_{rad}}{A_{iso}} = \frac{P_{rad}}{4\pi} \quad (29)$$

La potencia radiada se puede calcular con la intensidad:

$$P_{rad} = \int_{\theta=0}^{\pi} \int_{\varphi=0}^{2\pi} U(\theta, \varphi) \sin\theta d\theta d\varphi \quad (30)$$

La **ganancia** es la relación de la intensidad de la antena y una antena isotrópica que tenga la potencia entregada a la antena que estudiamos. Esta relación es en todas las direcciones del espacio.

$$D(\theta, \varphi) = 4\pi \frac{U(\theta, \varphi)}{P_{ent}} = 4\pi \frac{r^2|[S(r, \theta, \varphi)]|}{P_{ent}} \quad (31)$$

donde  $P_{ent}$  es la potencia que hay en los bornes de la entrada de la antena.

La **eficiencia** estudia el rendimiento de nuestra antena. Es una medida de las pérdidas que puede haber en nuestra antena. La eficiencia total está compuesta por otras eficiencias que afectan a determinadas partes de nuestra antena, tenemos:

- Eficiencia de adaptación:

$$\zeta_{adap} = \frac{P_{ent}}{P_{dg}} = (1 - |\Gamma|^2) \quad (32)$$

- Eficiencia de radiación:

$$\zeta_{rad} = \frac{P_{rad}}{P_{ent}} \quad (33)$$

donde  $P_{dg}$  es la potencia disponible del generador. A esta expresión se le pueden añadir otras eficiencias

La eficiencia total sería:

$$\zeta_{tot} = \zeta_{rad} * \zeta_{adap} = \frac{P_{rad}}{P_{dg}} \quad (34)$$

Además de estas eficiencias, se va a tener en cuenta la eficiencia por Spillover o por desbordamiento. Mide la cantidad de radiación que el reflector no refleja y por lo tanto se pierde. Esta se puede mejorar acercando el elemento radiante al reflector o haciendo este último más grande [2].